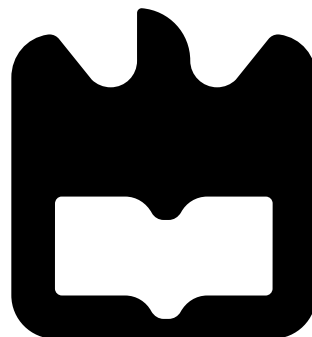




**Miguel Melo das  
Neves Bento**

**Projecto e construção de um controlador para  
motor DC sem escovas**







**Miguel Melo das  
Neves Bento**

**Projecto e construção de um controlador para  
motor DC sem escovas**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica e técnica do Professor Doutor Rui Manuel Escadas Ramos Martins (orientador), Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e Professor Doutor Alexandre Manuel Moutela Nunes da Mota (co-orientador), Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro



## **O júri / The jury**

Presidente / President

**Professor Doutor Armando Carlos Domingues da Rocha**

Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Vogais / Examiners Committee

**Professor Doutor Vitor Manuel Grade Tavares**

Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da Universidade do Porto

**Professor Doutor Rui Manuel Escadas Ramos Martins**

Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (orientador)



**Agradecimentos /  
Acknowledgements**

Aos meus orientadores pela dedicação, motivação e ajuda que me proporcionaram durante esta jornada final do meu Mestrado. Aos meus amigos e colegas de laboratório por todo o apoio e incentivo dados. E em especial à minha família, que sempre me apoiou incondicionalmente, durante toda esta jornada que agora termina. A todos, o meu muito obrigado!





**Palavras-chave**

Motor BLDC, Travagem Regenerativa, *Cruise control*, Veículos Eléctricos, Motores Eléctricos, conversor DC/DC

**Resumo**

Numa época em que há um interesse crescente no meio ambiente e na sua preservação, é cada vez mais importante apostar nas energias verdes e nas vantagens que elas podem trazer. Esta dissertação tem como principal objectivo dar o primeiro passo na construção de um carro eléctrico puro. Para isso desenvolveu-se um protótipo de um controlador para motores BLDC, com capacidade de travagem regenerativa. Para realizar o controlo deste sistema, utilizou-se um microcontrolador da família dos dsPIC33F da Microchip. O protótipo construído é uma plataforma versátil e modular, uma vez que os circuitos de potência e de controlo estão isolados e até construídos em placas diferentes. O controlador deve ser capaz de receber uma tensão de alimentação, da lógica de controlo, de 9 a 18V e uma tensão de alimentação de potência de até 100V.



**Keywords**

BLDC motor, Regenerative Brake, Cruise control, Electric Vehicles, Electric Motors, DC/DC converter

**Abstract**

At a time when there is a growing interest in the environment and its preservation, it is increasingly important to invest in green energy and in the benefits they can bring. This work has as main objective to take the first step in building a pure electric car. For this it was developed a prototype of a BLDC motor controller with regenerative braking capability. To accomplish the control of this system, it was used a microcontroller from the dsPIC33F family of microcontrollers. The prototype built is a versatile and modular platform, since the power and control circuits are isolated from each other and built up in different PCB's. The controller must be able to receive a supply voltage of the control logic of 9 to 18V and a power supply voltage of up to 100V.



# Conteúdo

<b>Conteúdo</b>	<b>i</b>
<b>Lista de acrónimos</b>	<b>iii</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>v</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>ix</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação . . . . .	1
1.2 Objectivos . . . . .	2
1.3 Metodologia . . . . .	2
1.4 Estrutura da dissertação . . . . .	3
<b>2 Estado da Arte</b>	<b>5</b>
2.1 Carros Eléctricos Comerciais . . . . .	5
2.2 Controladores comerciais para motores BLDC . . . . .	6
<b>3 Sistemas e subsistemas constituintes dos automóveis</b>	<b>9</b>
3.1 Veículos de combustão interna . . . . .	9
3.2 Veículos eléctricos . . . . .	9
<b>4 Motores eléctricos</b>	<b>11</b>
4.1 Introdução . . . . .	11
4.2 Motores AC . . . . .	12
4.2.1 Motores síncronos . . . . .	13
4.2.2 Motores assíncronos . . . . .	14
4.3 Motores DC . . . . .	17
4.3.1 Motor de excitação independente . . . . .	19
4.3.2 Motor de excitação autónoma . . . . .	20
Motor de excitação paralela . . . . .	20
Motor de excitação série . . . . .	22
Motor de excitação composta . . . . .	23
4.3.3 Motor de íman permanente . . . . .	25
4.3.4 Motor DC sem escovas (BLDC) . . . . .	26
Sensores de <i>hall</i> para determinar a posição do rotor . . . . .	29
Estimativa da posição do rotor através da força contra-electromotriz . . . . .	31

Métodos de controlo de um motor BLDC . . . . .	31
4.4 Motores universais . . . . .	34
4.5 Motores especiais . . . . .	35
Motores de passo . . . . .	36
Servomotores AC e DC . . . . .	36
4.6 Resumo das vantagens e desvantagens dos vários motores abordados ao longo deste capítulo . . . . .	37
4.7 Escolha do motor para a aplicação em causa . . . . .	38
<b>5 Travagem regenerativa</b>	<b>39</b>
5.1 Travagem regenerativa em motores BLDC . . . . .	40
<b>6 Construção do protótipo</b>	<b>43</b>
6.1 Hardware . . . . .	43
6.2 Software/Firmware . . . . .	57
<b>7 Apresentação dos resultados</b>	<b>61</b>
7.1 PWM aplicado aos MOSFET's . . . . .	62
7.2 Controlo trapezoidal do motor . . . . .	63
7.3 Eficiência do motor e do controlador . . . . .	66
7.4 Controlo em malha fechada – o <i>cruise control</i> . . . . .	69
7.5 Travagem regenerativa . . . . .	73
<b>8 Conclusões e trabalhos futuros</b>	<b>77</b>
8.1 Conclusão . . . . .	77
8.2 Trabalhos futuros . . . . .	77
<b>Referências</b>	<b>79</b>

# Lista de acrónimos

**AC** Alternating Current

**ADC** Analog to Digital Converter

**BLDC** Brushless Direct Current

**CAN** Controlled Area Network

**CI** Circuito Integrado

**DC** Direct Current

**FCEM** Força contra-electromotriz

**IGBT** Insulated-Gate Bipolar Transistor

**MATLAB** MATrix LABoratory

**MIPS** Million Instructions Per Second

**MOSFET** Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

**PCB** Printed Circuit Board

**PID** Proportional Integral Derivative

**PWM** Pulse Width Modulation

**SPI** Serial Peripheral Interface

**UART** Universal asynchronous receiver/transmitter





# Lista de Figuras

3.1	Figura ilustrativa dos vários subsistemas constituintes de um carro eléctrico [6]	10
4.1	Tipos de Motores AC e DC . . . . .	12
4.2	Características binário-velocidade de um motor de síncrono [13] . . . . .	14
4.3	Esquema de funcionamento de um motor síncrono [14] . . . . .	14
4.4	Rotor em gaiola de esquilo de um motor AC de indução [16] . . . . .	15
4.5	Características binário-velocidade de um motor de indução monofásico [12] . . . . .	16
4.6	Inversão do sentido de rotação num motor de indução trifásico [11] . . . . .	17
4.7	Pormenor do comutador e escovas num motor DC [11] . . . . .	18
4.8	Tipos de motores DC . . . . .	18
4.9	Características binário-velocidade de um motor de excitação independente [17]	19
4.10	Esquema eléctrico equivalente de um motor DC de excitação independente - à esquerda; Variação da velocidade com as resistências $R_1$ e $R_2$ - à direita . . . . .	20
4.11	Motor eléctrico do motor DC de excitação paralela . . . . .	21
4.12	Características binário-velocidade de um motor de excitação paralela [18] . . . . .	21
4.13	Modelo eléctrico de um motor DC de excitação série . . . . .	22
4.14	Características binário-velocidade de um motor de excitação série [11] . . . . .	23
4.15	Modelo eléctrico de um motor DC de excitação composta . . . . .	24
4.16	Características binário-velocidade dos motores DC de excitação composta [19]	24
4.17	Modelo eléctrico de um motor DC de ímanes permanentes . . . . .	25
4.18	Características binário-velocidade do motor DC de ímanes permanentes [10] . . . . .	26
4.19	Diagrama simplificado de um motor BLDC [20] . . . . .	27
4.20	Diagrama simplificado da ponte H trifásica [21] . . . . .	27
4.21	Características binário-velocidade do motor BLDC [10] . . . . .	28
4.22	Modelo eléctrico simplificado de um motor BLDC [23] . . . . .	29
4.23	Valores dos sensores de <i>hall</i> versus instantes de comutação [20] . . . . .	30
4.24	Vectores de fluxo no estator [24] . . . . .	31
4.25	Formas de onda eléctricas quando estão ligados 2 enrolamentos do motor; Gráfico do binário gerado [26] . . . . .	32
4.26	Formas de onda sinusoidais da força contra-electromotriz [28] . . . . .	34
4.27	Características binário-velocidade do motor universal [29] . . . . .	35
4.28	Interior de um servomotor - à esquerda; servomotor devidamente montado - à direita . . . . .	37
5.1	Plano da relação binário-velocidade para motores BLDC [31] . . . . .	40

5.2	Relação entre as fases da FCEM, da corrente de campo do motor e dos sinais de comutação. a) Comutação utilizando um único interruptor; b) Comutação utilizando dois interruptores; c) Comutação utilizando três interruptores [34]	42
6.1	Esquema do hardware implementado . . . . .	44
6.2	Esquema do circuito subjacente ao acoplador óptico. [35], modificado . . . . .	45
6.3	Esquema do circuito de um dos braços da ponte H . . . . .	46
6.4	Desenho da PCB de um braço da ponte H . . . . .	48
6.5	Aspecto final do braço da ponte H, depois de todos os componentes serem soldados . . . . .	48
6.6	Esquema do circuito da placa de medidas . . . . .	49
6.7	Esquema do circuito da placa de controlo do <i>buck</i> . . . . .	51
6.8	Esquema interno do controlador AP34063 [37] . . . . .	52
6.9	Desenho da PCB da placa de medidas . . . . .	53
6.10	Desenho da PCB da placa de controlo do <i>buck</i> . . . . .	53
6.11	Aspecto final da placa de medidas, depois de todos os componentes serem soldados . . . . .	54
6.12	Esquema do circuito da placa de controlo . . . . .	55
6.13	Desenho da PCB da placa de controlo . . . . .	56
6.14	Aspecto final da placa de controlo, depois de todos os componentes terem sido soldados . . . . .	57
6.15	Fluxograma do código do controlador . . . . .	58
7.1	Bancada de ensaios do controlador e motor BLDC . . . . .	61
7.2	PWM à saída do microcontrolador . . . . .	62
7.3	Pormenor dos <i>dead times</i> do PWM à saída do microcontrolador . . . . .	62
7.4	Sinais de PWM aplicados às gates dos MOSFET's . . . . .	63
7.5	Formas de onda da tensão nos três enrolamentos do motor . . . . .	64
7.6	Esquema simplificado do circuito dos enrolamentos do motor . . . . .	64
7.7	Formas de onda da tensão entre dois enrolamentos do motor e da corrente que os percorre para 50% de <i>duty-cycle</i> . . . . .	65
7.8	Formas de onda da tensão entre dois enrolamentos do motor e da corrente que os percorre para 100% de <i>duty-cycle</i> . . . . .	65
7.9	CH1 (Amarelo) – tensão $V_{ds}$ no MOSFET do <i>high side</i> da ponte, CH2 (Azul) – corrente $I_{ds}$ para os vários testes efectuados . . . . .	67
7.10	Eficiência do controlador. Gráfico Rendimento-Potência . . . . .	67
7.11	Eficiência do motor. Gráfico Rendimento-Potência mecânica . . . . .	68
7.12	Resposta do sistema com PID, para os parâmetros $K_P = 10$ , $K_I = 0.00001$ , $T_D = 0.0$ e <i>set-point</i> de velocidade = 1000 rpm . . . . .	70
7.13	Resposta do sistema com PID, para os parâmetros $K_P=4.0$ , $K_I=0.5$ , $T_D=0.0$ e <i>set-point</i> de velocidade = 1000 rpm . . . . .	70
7.14	Resposta do sistema com PID, para os parâmetros $K_P=1.2$ , $K_I=0.46$ , $T_D=0.0$ e <i>set-point</i> de velocidade = 1000 rpm . . . . .	71
7.15	Resposta do sistema com PID, para os parâmetros $K_P=0.7$ , $K_I=0.21$ , $T_D=0.43$ e <i>set-point</i> de velocidade = 2000 rpm . . . . .	71
7.16	Teste da resposta do PID com perturbação do sistema . . . . .	72
7.17	Teste da resposta do PID para varias velocidades de <i>set point</i> . . . . .	73

7.18	Corrente que flui de e para o banco de baterias (CH2-azul); Tensão do banco de baterias (CH1-Amarelo) . . . . .	73
7.19	Corrente que flui de e para o banco de baterias (CH2-azul); Tensão do banco de baterias (CH1-Amarelo) . . . . .	74
7.20	Tensão aos terminais de um enrolamento do motor quando se está a fazer travagem regenerativa (CH1-Amarelo), corrente que flui nesse mesmo enrolamento (CH2-azul) e potência produzida no enrolamento (Vermelho) . . . . .	75



# Lista de Tabelas

4.1	Valores dos sensores de <i>hall</i> versus instantes de comutação para rotação no sentido horário[20] . . . . .	30
4.2	Valores dos sensores de <i>hall</i> versus instantes de comutação para rotação no sentido anti-horário[20] . . . . .	30
7.1	Valores experimentais para teste da eficiência do controlador . . . . .	66
7.2	Valores experimentais para teste da eficiência do motor . . . . .	68



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação

Os historiadores costumam dar nomes aos diferentes períodos da antiguidade, segundo o material central que impulsionou as civilizações daquele período. Daí a Idade da Pedra, Idade do Bronze e a Idade do Ferro. Talvez no futuro, o período da actualidade seja chamado de Idade do Petróleo. Uma época em que toda economia e toda produção, tudo o que se utiliza e se faz está de alguma forma ligado aos combustíveis fósseis. Uma época que está a chegar ao fim. À semelhança do que se aconteceu no passado, quando uma “Idade” acaba, outra terá de ter início. A efemeridade das reservas naturais de combustíveis fósseis e a constante instabilidade dos preços dos derivados do petróleo, estão a dar origem a uma nova era. A era das energias verdes e auto-sustentáveis.

A energia eléctrica é a que se destaca, cada vez mais, na corrida à substituição dos combustíveis fósseis, no que diz respeito aos meios de locomoção automóvel. O veículo eléctrico é uma invenção com mais de 100 anos! Apesar dos veículos eléctricos sempre terem estado à frente, tecnologicamente, dos que utilizam motores de combustão interna, eles sofriam de um enorme problema, a autonomia. O elevado preço das baterias e o tempo exagerado que estas demoravam a carregar, tornou inviável a locomoção automóvel eléctrica. Potenciado pela escassez, cada vez maior do petróleo e com o avanço da tecnologia das baterias – aumento da sua autonomia, forte diminuição dos preços e do tempo de recarga, o veículo eléctrico voltou para ficar.

Para proporcionar a locomoção do veículo, podem ser utilizados diversos tipos de motores eléctricos, porém, devido à eficiência, simplicidade e tamanho reduzido, para potências consideráveis, o motor BLDC (Brushless Direct Current - Capítulo 4.3.4) surge como candidato principal. Ao longo desta dissertação procedeu-se ao projecto e construção de um controlador para um motor BLDC, com o objectivo deste ser aplicado num veículo eléctrico puro.

## 1.2 Objectivos

Com esta dissertação pretende-se construir um controlador para um motor BLDC com o objectivo deste ser aplicado num veículo eléctrico puro, de 5kW. O protótipo construído pretende ter uma topologia modular e de fácil substituição de alguns desses módulos, por outros que se julguem mais adequados. A topologia deste sistema é facilmente adaptável para maiores potências, bastando para isso alterar alguns componentes dos módulos constituintes da ponte H trifásica.

O principal objectivo deste trabalho é colocar o motor BLDC em andamento para várias velocidades definidas pelo “acelerador”. Posteriormente, e após esta etapa estar concluída, pretende-se que o controlador seja capaz de efectuar as seguintes funcionalidades:

- Travagem regenerativa e armazenar na bateria a energia recuperada na travagem.
- Um sistema de *cruise control*, baseado nas rotações do motor, através de um controlo em malha fechada, que mantém a velocidade constante.

## 1.3 Metodologia

De modo a iniciar o projecto e construção do protótipo do controlador com a finalidade de o aplicar num carro eléctrico, foi necessário, antes de tudo, escolher o tipo de motor a utilizar. Uma vez escolhido o motor, foi importante analisar as suas características e as formas possíveis de se efectuar o seu controlo.

Uma vez conhecidas as características do motor, procedeu-se à escolha dos componentes necessários para a construção do protótipo. O motor escolhido foi um BLDC de 5kW, pelo que se constatou ser necessária a construção de uma ponte H trifásica para a correcta excitação das três fases do motor, o que implicou a escolha de MOSFETS de potência, capazes de fazer o *drive* de correntes elevadas. Optou-se por construir um controlador isolado opticamente, separando assim todos os sinais de potência dos sinais de controlo, de modo a proteger os circuitos de baixa potência.

Após a escolha dos componentes essenciais à construção da ponte H trifásica, procedeu-se, igualmente à escolha do microcontrolador a utilizar. Tal recaiu num microcontrolador da família dos dsPIC33F da Microchip [1], pois eles possuem um módulo de *motor control* e 50 MIPS (Million Instructions Per Second) de velocidade.

Uma vez seleccionados os componentes constituintes do controlador, com desenho e construção das PCB's, ficou concluída a fase de construção do hardware. De seguida, procedeu-se à implementação dos algoritmos de controlo do motor, implementados no microcontrolador. A interligação do hardware e do software desenvolvidos, constitui o protótipo final.

Concluído o projecto e construção do protótipo, procederam-se aos testes de funcionamento e ao desenvolvimento do software de controlo. Para executar esta tarefa, utilizou-se



um motor AC trifásico, como carga mecânica ao motor BLDC.

## 1.4 Estrutura da dissertação

A presente dissertação encontra-se organizada em oito capítulos, onde são expostos os vários conceitos envolvidos no desenvolvimento do trabalho realizado, bem como das escolhas efectuadas ao longo do projecto e construção do protótipo. Apresenta-se, de seguida, um breve resumo de cada um dos capítulos:

- **Introdução** - exposição da motivação, objectivos, e metodologias seguidas aquando da elaboração do projecto que está na base desta dissertação;
- **Estado da arte** - descrevem-se alguns exemplos de carros eléctricos e de alguns controladores para motores BLDC existentes no mercado;
- **Sistemas e subsistemas constituintes dos automóveis** - descrevem-se os vários componentes constituintes de um automóvel. É efectuada uma descrição mais detalhada sobre o veículo eléctrico;
- **Motores Eléctricos** - descrevem-se os principais tipos de motores existentes, bem como as melhores aplicações para cada um deles. São ainda referidas algumas formas de controlo para alguns motores bem como o motor escolhido para a aplicação em causa;
- **Travagem regenerativa** - é efectuada uma descrição da travagem regenerativa. Posteriormente explica-se como é que pode ser feita a travagem regenerativa em motores BLDC;
- **Construção do protótipo** - realiza-se uma descrição mais detalhada da arquitectura do controlador implementado. É efectuada uma segmentação do hardware construído, apresentando-se detalhadamente os circuitos subjacentes à operação de cada bloco;
- **Apresentação dos resultados** - são apresentados os diversos modos de funcionamento do controlador, bem como os testes efectuados ao seu funcionamento. É efectuada uma análise da eficiência do motor BLDC e do protótipo do controlador;
- **Conclusões e trabalhos futuros** - são apresentadas algumas ilações finais sobre o controlador e o seu funcionamento. São também sugeridos alguns melhoramentos futuros;



## Capítulo 2

# Estado da Arte

### 2.1 Carros Eléctricos Comerciais

Hoje em dia, com o aumento do custo dos combustíveis fósseis, as pessoas cada vez mais começam a apostar nos carros eléctricos. Em alguns países, há um grande incentivo à compra de carros eléctricos, em detrimento de carros que usam combustíveis fósseis. Como tal, há várias marcas de automóveis a investir neste sector.

Uma das maiores apostas em carros eléctricos foi feita por parte da Tesla Motors que constrói carros 100% eléctricos de gama média/alta. Um dos seus carros topo de gama tem baterias de 85kwh e consegue atingir os 100km/h em 4,2 segundos. Estes carros usam motores AC de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo (Capítulo 4.2.2), onde as barras do rotor são feitas em cobre. Custam cerca de 60 mil euros e a velocidade máxima que conseguem atingir é 200km/h.

Apesar da maioria dos carros eléctricos e dos híbridos usarem motores DC sem escovas, a Tesla Motors justifica a escolha do motor AC de indução em detrimento do motor BLDC, pois num motor sem escovas a força do campo magnético produzida pelos ímanes permanentes não pode ser ajustável [2]. Quando é necessário o binário máximo, o campo magnético deve ser máximo e assim a corrente no motor mantém-se baixa. Isto minimiza as perdas no cobre e otimiza a eficiência. Os motores BLDC possuem ímanes permanentes, pelo que o campo magnético é constante, e por isso têm um enorme pico de eficiência. Por outro lado, os motores de indução não têm ímanes permanentes e o campo magnético pode ser facilmente ajustável, uma vez que este é proporcional a  $V/f$  (tensão e frequência de alimentação). Isto significa que para pequenas cargas, pode-se baixar a tensão e com isso, baixam-se as perdas magnéticas e aumenta-se a eficiência. Assim, os motores de indução têm uma vantagem sobre os BLDC quando são operados com um pequeno inversor. Nos motores BLDC, à medida que o motor aumenta de tamanho, as perdas causadas pelo campo magnético aumentam, já nos motores de indução isso não é necessariamente verdade. O controlo de um motor de indução é mais complicado que nos motores BLDC. Para carros puramente eléctricos, onde

a eficiência é crucial, os custos de desenvolvimento e construção do controlador do motor de indução podem compensar a melhoria na eficiência final [2].

Outra grande empresa automóvel que está a apostar em carros eléctricos é a BMW. O BMW i3, com baterias de 19kwh, consegue atingir os 100km/h em 7,2 segundos e a velocidade máxima que consegue atingir são 150 km/h. Estes carros usam motores síncronos híbridos, fabricados especialmente para este carro, que custa cerca de 35 mil euros.

A Toyota também já lançou um carro completamente eléctrico, o Toyota Rav4 EV, que com uma bateria de 42kwh, consegue chegar aos 100km/h em 7 segundos. A velocidade máxima que consegue atingir é de 160km/h. O motor usado nestes carros é um AC de indução, cedido pela Tesla Motors, com caixa de velocidades. Custam 37 mil euros.

A Honda é outra empresa automóvel a apostar em veículos eléctricos. Com o lançamento do Honda Fit EV, com um motor DC sem escovas de 92kw que consegue chegar aos 100km/h em apenas 8,6 segundos e a sua velocidade máxima é 150km/h.

O carro eléctrico apresentado pela Nissan é o Nissan Leaf com um motor DC sem escovas de 80kw. Este carro tem uma velocidade máxima de 150km/h e consegue ir dos 0 até aos 100km/h em 11 segundos.

Como se pode constatar pelo que foi descrito anteriormente, as principais marcas automóveis estão a apostar, cada vez mais em veículos eléctricos. Verifica-se que a maioria dos carros eléctricos existentes usam motores DC sem escovas, como principal meio de locomoção. Em [3], podem observar-se os vários veículos eléctricos existentes, bem como uma comparação entre eles.

É opinião generalizada que o carro eléctrico é utilizado preferencialmente em percursos urbanos e que são automóveis de pequenas dimensões. Actualmente, tal conceito, começa a não se verificar, uma vez que há marcas que têm no mercado carros eléctricos de classe familiar, topo de gama e já com autonomia considerável, deixando de ser de utilização quase exclusivamente urbana.

O futuro da indústria automóvel é o veículo eléctrico. O principal obstáculo para a sua explosão e aceitação é a autonomia e a inexistência de uma rede de postos de abastecimento, que apesar de ser cada vez maior, ainda fica aquém das necessidades dos utilizadores. Quando existirem redes de abastecimento com maior difusão e baterias capazes de acompanhar o avanço tecnológico, tanto dos motores eléctricos, como dos seus controladores, o carro eléctrico será sem dúvida o automóvel do futuro.

## 2.2 Controladores comerciais para motores BLDC

Existem vários tipos de controladores comerciais para motores BLDC. No contexto da mobilidade, através de energia eléctrica podem falar-se nos controladores para carros e para scooters eléctricas. Os controladores são dispositivos electrónicos que servem, não só, mas

principalmente, para fazer a comutação electrónica do motor. Sem ele, o motor seria incapaz de exercer rotação. Para além disso, há controladores capazes de fazer travagem regenerativa e protecção contra sobrecargas.

Um exemplo de controladores comerciais é a gama HPC da Golden Motors [4]. Estes controladores são capazes de fazer travagem regenerativa, protecção contra sobrecorrente e sobretensão, de fazer *cruise control* e ainda têm a possibilidade de fazer protecção do motor, quando este atinge determinadas temperaturas. Porém, para isso terá de possuir um sensor de temperatura encapsulado, o que implica uma maior quantidade de fios que terão que ser ligados do motor ao controlador.

A Kelly é uma empresa que também comercializa controladores para motores BLDC [5]. São exemplo disso os controladores da série HSE, que custam entre 660 e 1400 euros. Estes controladores têm, entre outras características, a capacidade para fazer travagem regenerativa, protecção contra sobretensão e sobrecorrente por hardware e a lógica de controlo está completamente isolada opticamente, dos circuitos de potência.

Há vários tipos de controladores existentes no mercado, podendo cada um deles pode ser mais indicado para uma determinada aplicação que outro. Há vários factores a ter em conta, quando se pretende escolher o controlador mais indicado, tais como a sua potência, ser capaz de fazer travagem regenerativa ou não e o seu preço.



## Capítulo 3

# Sistemas e subsistemas constituintes dos automóveis

### 3.1 Veículos de combustão interna

Os veículos de combustão interna possuem um motor que converte energia química existente no gasóleo/gasolina/gás, em energia mecânica. Os principais componentes constituintes do motor são a cambota, os cilindros, o pistão, o injector, as válvulas, o distribuidor, a vela e o colector. Observando apenas a quantidade de componentes que o motor possui, já pode inferir-se que os motores de combustão interna são bastante complexos. Os motores de combustão interna não são capazes de arrancar sozinhos, pelo que necessitam de uma força mecânica para iniciar o movimento. Nos automóveis actuais, esse arranque é feito através de um motor eléctrico - o motor de arranque. Para além do motor, estes automóveis possuem um sistema de transmissão com embraiagem e caixa de velocidades, um depósito para o combustível, uma unidade de controlo electrónica que coordena os vários dispositivos electrónicos e mecânicos, que são parte integrante do carro. Apesar do motor ser de combustão interna, estes veículos possuem uma enorme variedade de dispositivos electrónicos, desde a unidade de controlo electrónica, até aos diversos sensores espalhados por todo o veículo.

### 3.2 Veículos eléctricos

O carro eléctrico é constituído, principalmente, por um mecanismo de tracção – o motor eléctrico, pelo o banco de baterias e o seu carregador, pelo *tablier* electrónico, por um *chopper* e um *drive train computer*, tal como se pode observar na figura 3.1.

O motor dos carros eléctricos pode ser de vários tipos, tal como se viu no Capítulo 2.1 e se irá abordar com maior pormenor mais adiante. Porém, seja qual for o tipo de motor utilizado, é necessário desenvolver um sistema de controlo do mesmo. Os motores podem ser engrenados directamente ao veículo, ou podem ser engrenados com a ajuda de caixas de

velocidades. Os sistemas de controlo do motor são denominados por *chopper* e *drive train computer*. O *chopper* é um circuito constituído por um ou mais *switches* que são utilizados para interromper um determinado sinal que está sob o controlo de outro, com o objectivo de criar uma tensão ajustável a partir de uma fonte de tensão fixa. O banco de baterias é o responsável pela alimentação de todos os subsistemas do carro. O banco de baterias no carro eléctrico é o equivalente ao depósito de combustível do carro de combustão interna. Para carregar o banco de baterias é necessário um carregador. A carga das baterias pode ser rápida ou lenta. A carga lenta pode ser feita em casa, ligando o carro à rede eléctrica de 240V, o que pode demorar entre 10 e 20 horas a carregar completamente. Por outro lado, a carga rápida é feita em postos especiais, onde a tensão disponível é de 480V e onde se pode carregar a bateria até 80% da carga máxima, em apenas meia hora. O *tablier* electrónico é onde se pode consultar a informação sobre o estado do veículo. Por exemplo, a velocidade, o estado de carga da bateria, uma estimativa da autonomia disponível e outras informações relevantes.

O subsistema principal de controlo de todos os outros subsistemas do carro eléctrico, é o *drive train computer*, que é o responsável por monitorizar e controlar os vários parâmetros do veículo. Através das informações que lhe chegam, o *drive train computer* toma decisões sobre se deve permitir que mais potência seja fornecida ao motor ou se este deve ser travado. Controla o que é mostrado no *tablier* electrónico, monitoriza a tensão no banco de baterias, entre outras tarefas. O *drive train computer* comanda o *chopper* de modo a obter o controlo do motor.

Neste trabalho vai construir-se um protótipo do controlador do motor, que vai incluir uma parte do *drive train computer*, a responsável pelo controlo do motor, e o *chopper*.

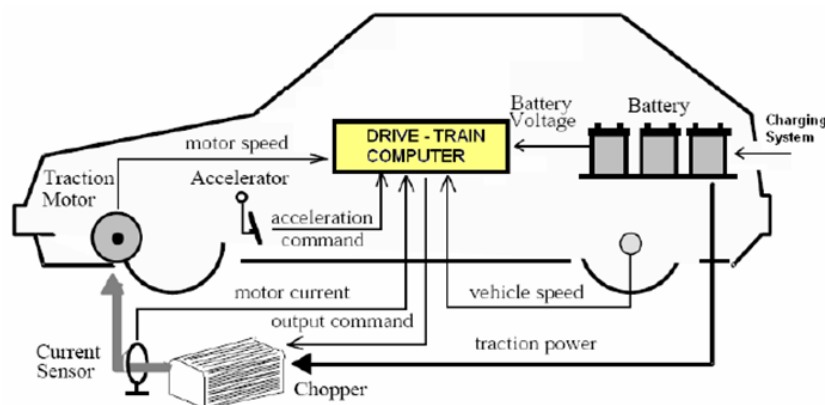


Figura 3.1: Figura ilustrativa dos vários subsistemas constituintes de um carro eléctrico [6]



## Capítulo 4

# Motores eléctricos

### 4.1 Introdução

O princípio fundamental de um motor eléctrico é o electromagnetismo. As primeiras experiências com o magnetismo surgiram por volta de 515 a.C., tendo sido executadas pelo filósofo grego Tales de Mileto, devido à curiosidade nele suscitada pela atracção entre objectos de ferro e uma pedra meteórica. O nome magnetismo surgiu devido ao nome da cidade onde foi encontrada a pedra meteórica, Magnésia [7].

Por volta do ano de 1600, William Gilbert publicou a sua obra, intitulada de “Magnete”, onde expôs todo o conhecimento adquirido até então sobre a problemática do magnetismo. Caracterizando-se esta obra por um excelente rigor científico, pouco mais foi acrescentado até ao início do séc. XIX [8].

Em 1820, o físico e químico dinamarquês, Hans Christian Orsted constatou, que os fenómenos eléctricos e magnéticos estavam intimamente interligados. Tal facto surgiu, após verificar que a agulha magnética de uma bússola se desviava da posição Norte-Sul, quando se aproximava de um condutor atravessado por uma corrente eléctrica. Michael Faraday e Joseph Henry contribuíram igualmente para o avanço na compreensão do magnetismo, através da descoberta da indução magnética. Esta descoberta caracterizou-se como a prova experimental do que Orsted havia constatado, surgindo a seguinte questão: se a electricidade é capaz de produzir um campo magnético, será que o contrário também ocorrerá? Desta forma, descobrira-se o electromagnetismo. Em 1832 o físico escocês James Clerk Maxwell reduziu, a descoberta de Faraday a quatro fórmulas matemáticas - as equações de Maxwell. Estas descobertas permitiram uma melhor compreensão dos fenómenos magnéticos e eléctricos, o que levou ao aparecimento das primeiras máquinas electromagnéticas, que convertiam energia mecânica em energia eléctrica. Estas máquinas são conhecidas como geradores eléctricos ou dínamos e foram descobertos em 1879 por Werner Von Siemens [8]. Apesar dos motores eléctricos efectuarem a operação oposta à dos geradores – convertem energia eléctrica em energia mecânica – eles têm o mesmo princípio de funcionamento e são construtivamente

similares.

A nova máquina de eléctrica apresentava vantagens, em relação à máquina a vapor, tais como o rendimento. Porém o seu custo de produção era elevado e o seu funcionamento era bastante vulnerável em operação. Deste modo, Nicola Tesla, Galileu Ferraris e Michael Von Dolivo-Dolerosvski empenharam-se na construção de um motor mais robusto e de menor custo de produção e manutenção. No final do séc. XIX, a invenção da lâmpada eléctrica e a instalação de um sistema prático de produção e distribuição de corrente eléctrica, propulsionaram o desenvolvimento e disseminação dos motores e geradores eléctricos [8].

A indústria de motores tem tentado responder às necessidades de mercado, ao longo dos tempos, pelo que existe, hoje-em-dia, uma grande variedade de versões de motores de corrente alternada e/ou contínua. Na figura 4.1 são apresentados os principais subtipos de motores AC e DC.

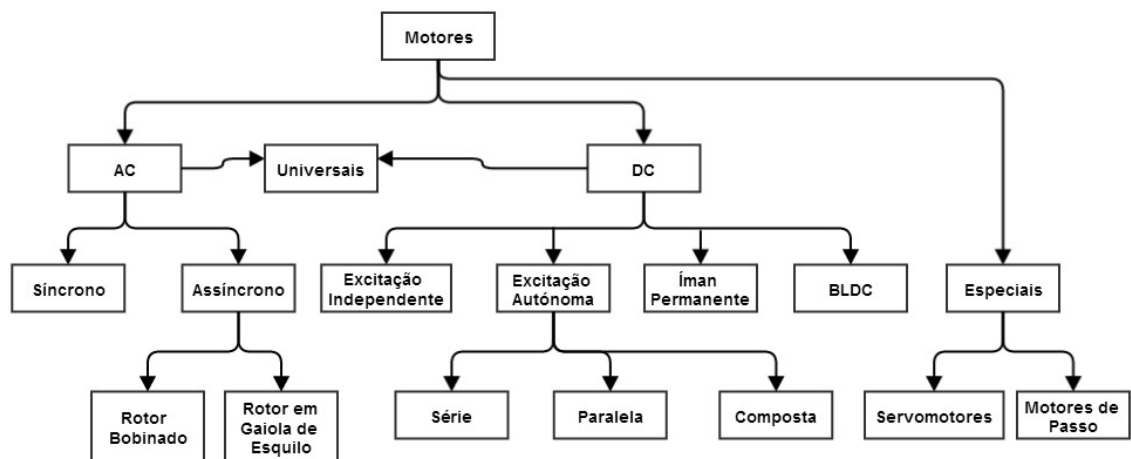


Figura 4.1: Tipos de Motores AC e DC

## 4.2 Motores AC

Nos motores AC, o fluxo magnético do estator, que é a parte fixa do motor, é gerado nas bobinas de campo, pela corrente alternada da fonte de alimentação. O campo magnético gerado por estas bobinas varia continuamente de intensidade e inverte a polaridade periodicamente.

As máquinas de corrente alternada classificam-se, essencialmente, em duas categorias: síncronas e assíncronas ou de indução. Nas máquinas síncronas, as correntes dos enrolamentos do rotor (parte móvel de um motor) são fornecidas através de contactos rotativos fixados directamente na parte estacionária do motor. Nas máquinas assíncronas, as correntes são induzidas nos enrolamentos do rotor por meio da combinação da variação no tempo de correntes no estator e do movimento do rotor em relação ao estator [9].

### 4.2.1 Motores síncronos

A principal característica dos motores síncronos é que a sua velocidade de rotação é proporcional à frequência de alimentação e inversamente proporcional ao seu número de pólos, ou seja, para variar a sua velocidade de funcionamento é necessário ter uma fonte AC, onde se pode variar a frequência de funcionamento. A velocidade do motor é determinada pela equação:  $N_S = \frac{120 \cdot f}{p}$  onde  $N_S$  = velocidade em rpm,  $f$  = frequência em Hertz e  $p$  = número de pólos [10].

O rotor gira em sincronismo com os campos magnéticos girantes do estator, é por esta razão que estes motores são utilizados em aplicações que necessitam de uma velocidade específica e precisa. Independentemente da carga, o rotor sincroniza a sua velocidade com a velocidade de rotação do campo magnético do estator, deste modo a velocidade não varia com a carga, tal como acontece com os motores de indução, Capítulo 4.2.2. Se a carga ultrapassar os limites nominais do motor, este pára definitivamente.

Estes motores podem ser fabricados de duas maneiras: o seu rotor pode ser constituído por um electroímã e ser alimentado por uma corrente DC, ou pode ser constituído por ímanes permanentes. No caso do rotor com electroímã, a fonte DC necessária é muitas vezes um gerador DC impulsionado pelo próprio motor, que está mecanicamente ligado a ele. A fonte DC só deve alimentar o motor, após ele já estar em andamento, caso contrário, se se alimentar o rotor do motor com a fonte DC antes de alimentar o motor com a tensão AC, o motor não vai iniciar a marcha, pois nesse caso o binário resultante é nulo. Por outro lado, alguns destes motores não conseguem arrancar sozinhos, é necessário levá-los para próximo da sua velocidade nominal, através de outro motor. Quando o motor alcança uma velocidade próxima da sua rotação de trabalho, o seu rotor é então alimentado pela fonte DC e ele rapidamente alcança a sua velocidade de sincronismo e desenvolve binário. Na figura 4.2, está representada a relação entre a velocidade e o binário, para um motor AC síncrono [11].

Os motores síncronos têm maior rendimento que os motores de indução, porém o seu custo de produção é mais elevado. É por esta razão que estes motores se usam em aplicações onde a potência é da ordem dos MW e onde o funcionamento é praticamente contínuo, como por exemplo em aplicações de bombeamento na indústria petroquímica. É também possível encontrar estes motores em pequenas aplicações, tais como relógios e outras situações onde é necessário que o motor tenha uma velocidade muito precisa [12].

Devido à disposição dos enrolamentos do estator, quando eles são alimentados por uma tensão AC, produzem um campo magnético girante. Como o campo magnético do rotor é independente do campo magnético do estator, quando o campo magnético do rotor se tenta alinhar com o campo magnético do estator, o rotor adquire velocidade proporcional à frequência de alimentação do estator e acompanha o campo magnético girante estabelecido no mesmo, obtendo assim o sincronismo (figura 4.3).

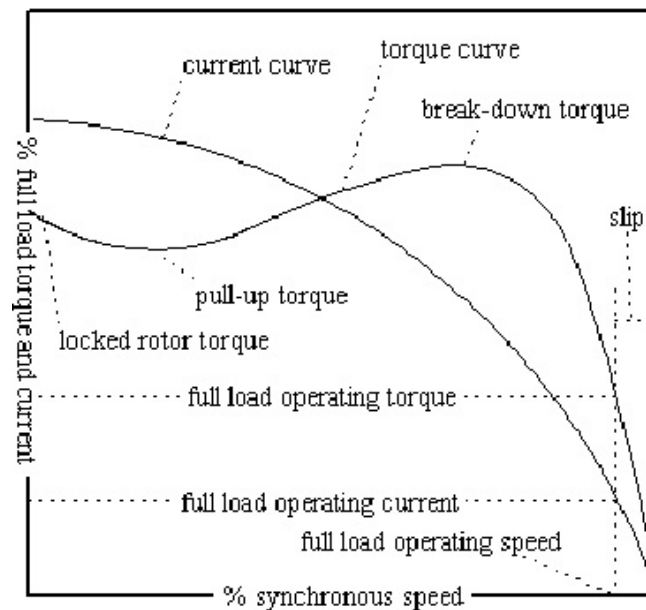


Figura 4.2: Características binário-velocidade de um motor de síncrono [13]

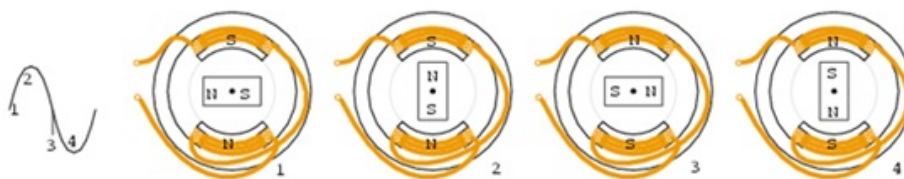


Figura 4.3: Esquema de funcionamento de um motor síncrono [14]

#### 4.2.2 Motores assíncronos

Este tipo de motores são, sem dúvida, os motores mais usados a nível doméstico, comercial e até mesmo industrial, devido á sua relativa simplicidade de construção [10]. Podem encontrar-se motores assíncronos desde poucos watts, até a alguns megaWatts. Podem ser monofásicos (para menores potências, até cerca de 1KW) ou trifásicos (para maiores potências). O termo assíncrono advém do facto de a velocidade do rotor não acompanhar a velocidade de rotação do campo girante criado pelo estator, mas sim girar a velocidades inferiores e dependentes da carga. Existe então uma relação de escorregamento entre os campos gerados e o binário produzido. O escorregamento é função da carga, e a quantidade de deslizamento de um dado motor está dependente da sua construção e tipo de rotor.

Há duas subdivisões de motores, dentro dos AC assíncronos: motor de rotor bobinado e motor de rotor em gaiola de esquilo [10]. Em ambos os casos, os motores de indução funcionam através de correntes induzidas pelo campo do estator, no rotor. Consequentemente, na maior

parte dos motores assíncronos, não é necessária uma conexão externa com o rotor, logo não são precisas escovas, nem anéis colectores.

Os motores de rotor em gaiola de esquilo são constituídos por barras condutoras dispostas longitudinalmente e curto-circuitadas nas extremidades por anéis condutores (figura 4.4). Utiliza-se nome de gaiola de esquilo, devido à sua forma, que é semelhante à de uma gaiola [15].

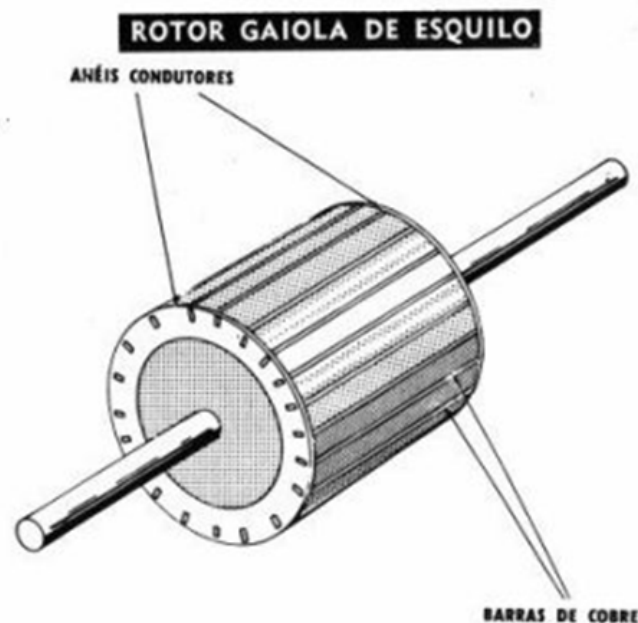


Figura 4.4: Rotor em gaiola de esquilo de um motor AC de indução [16]

Nos motores maiores, as barras são geralmente fabricadas em cobre, nos mais pequenos, as barras são feitas em alumínio. Muitas vezes, os anéis das extremidades têm barbatanas de refrigeração incrustadas, de modo a formar ventoinhas rudimentares, para refrigeração do motor, aquando da rotação do rotor [11].

Os motores de rotor bobinado, tal como o seu nome indica, têm um enrolamento convencional isolado, enrolado nas ranhuras do núcleo do rotor. O enrolamento do rotor pode ser ligado a uma resistência, normalmente variável, de modo a alterar a performance do motor tanto no arranque, como em pleno funcionamento, o que é uma vantagem. Deste modo, estes de motores conseguem atingir um elevado binário de arranque para cargas de elevada inércia, e possuem menor corrente de arranque que os motores de rotor em gaiola de esquilo. Porém, os motores de rotor bobinado são cada vez menos usados, devido ao facto de serem menos eficientes e de carecerem de maior manutenção, uma vez que possuem escovas. Por outro lado, para alterar a performance de um motor de rotor em gaiola de esquilo, seria necessário utilizar um controlador de velocidade.

Tal como foi referido anteriormente, existem motores assíncronos monofásicos e polifásicos

(os mais comuns são os trifásicos). Os motores monofásicos são assim chamados porque os seus enrolamentos de campo são ligados directamente a uma fonte monofásica. Os motores de indução monofásicos são a alternativa aos motores de indução polifásicos, nos locais onde não se dispõe de alimentação trifásica. Apenas se justifica a sua utilização para baixas potências, 1 a 2 KW. Por terem somente uma fase de alimentação, não possuem um campo girante como os motores polifásicos, mas sim um campo magnético pulsante que pode ser matematicamente representado por dois campos opostos, cada um produzindo uma curva binário-velocidade própria, mas em direcções opostas, como mostra na figura 4.5. Isto impede que o motor tenha binário de arranque, tendo em conta que no rotor se induzem campos magnéticos alinhados com o campo do estator, logo o motor é incapaz de arrancar sozinho e pode girar para qualquer um dos lados. Para solucionar o problema de arranque utilizam-se enrolamentos auxiliares, que são dimensionados e posicionados de forma a criar uma segunda fase fictícia, desfasada cerca de  $90^\circ$ , permitindo a formação do campo girante necessário para o arranque. São estes enrolamentos auxiliares que determinam a direcção de rotação do motor. Pode também utilizar-se um condensador, chamado de condensador de arranque, para o mesmo efeito [12].

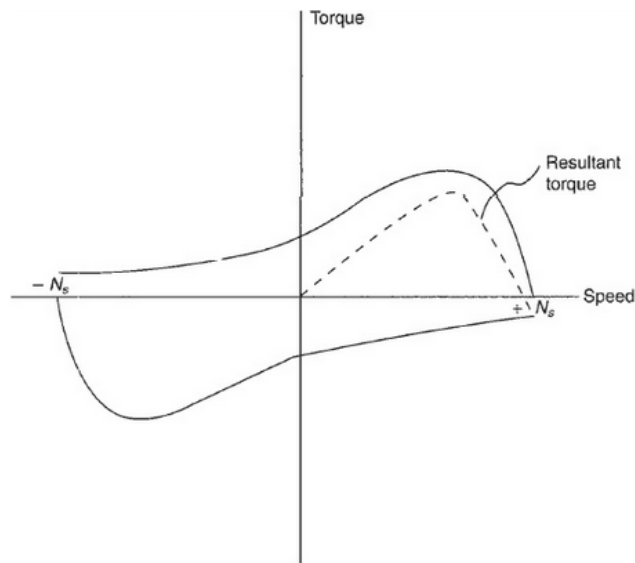


Figura 4.5: Características binário-velocidade de um motor de indução monofásico [12]

Relativamente aos motores assíncronos polifásicos, eles conseguem produzir binário de arranque, mesmo no estado estacionário, uma vez que o campo gerado no estator é um campo rotacional constante e a sua rotação é de  $360^\circ$  por cada ciclo da rede. Este tipo de motores têm um custo de produção mais elevado que os monofásicos, e não permitem a inversão directa do sentido de rotação. Para se poder inverter o sentido de rotação destes motores é necessário e suficiente permutar a ordem de duas das suas fases, tal como ilustra

a figura 4.6. Normalmente, nos motores trifásicos há a possibilidade de fazer o arranque do motor em estrela, pois nesta configuração o motor possui maior binário, e posteriormente, quando o motor já está em rotação, comutar para a configuração em triângulo, pois nesta configuração é possível atingir velocidades maiores.

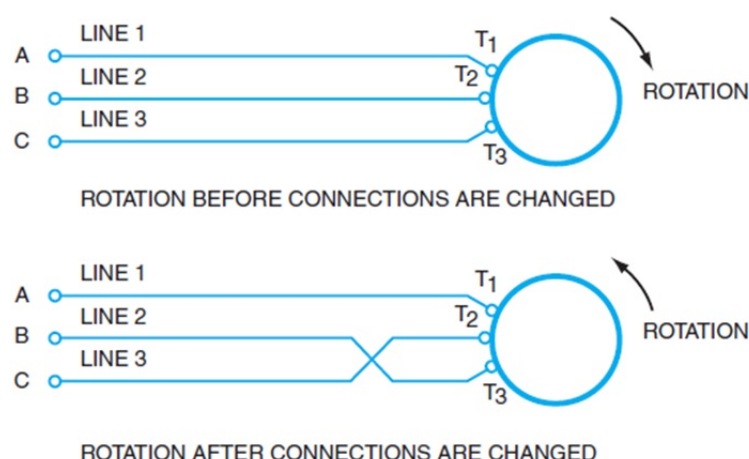


Figura 4.6: Inversão do sentido de rotação num motor de indução trifásico [11]

### 4.3 Motores DC

Tal como os motores AC, os motores DC possuem um estator e um rotor, que também é conhecido como armadura e que é o responsável por transportar a corrente principal. Tipicamente, o estator é constituído por um enrolamento bobinado à volta dos seus pólos, o indutor. No rotor, os principais componentes são os enrolamentos da armadura ou induzido, o núcleo da armadura, um comutador mecânico ou colector e o eixo do rotor. Enquanto os motores pequenos utilizam um íman permanente para produzir o campo do estator, em motores de maior potência o campo é produzido recorrendo a um electroímã.

A armadura de um motor é uma estrutura de ferro, montada directamente no eixo do motor. Os enrolamentos da armadura estão embutidos nas ranhuras da superfície do rotor e terminam nos segmentos do colector. É através do colector e de escovas de grafite que os enrolamentos da armadura são alimentados com uma corrente, que gera um campo magnético que reage com o campo magnético dos pólos do estator. São estas interações magnéticas que vão produzir o binário que provoca a rotação do rotor. À medida que o rotor gira, a direcção da corrente muda de sentido, devido ao efeito do comutador e das escovas de grafite (figura 4.7). É devido ao facto de a corrente mudar de sentido que o motor se mantém em rotação num determinado sentido.

O binário fornecido pelo motor é proporcional à corrente no rotor, ao campo magnético do estator e ao seno do ângulo entre os dois. Desta forma, quando o ângulo entre a corrente

e o campo é zero, o motor fica momentaneamente sem binário, sendo a inércia a responsável pela continuação do movimento.

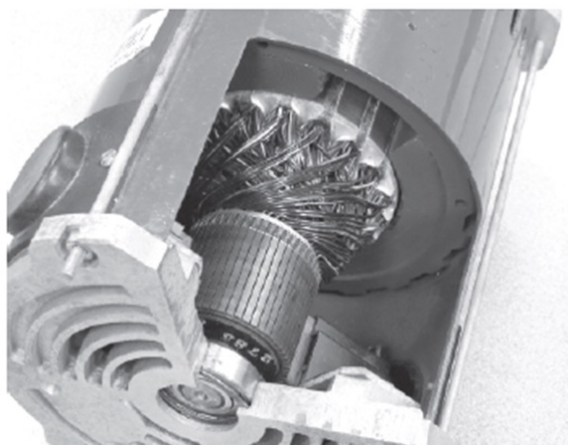


Figura 4.7: Pormenor do comutador e escovas num motor DC [11]

Há vários tipos de motores DC, tal como se pode ver na figura 4.8. Seguidamente irá ser feita uma breve análise de cada um deles.

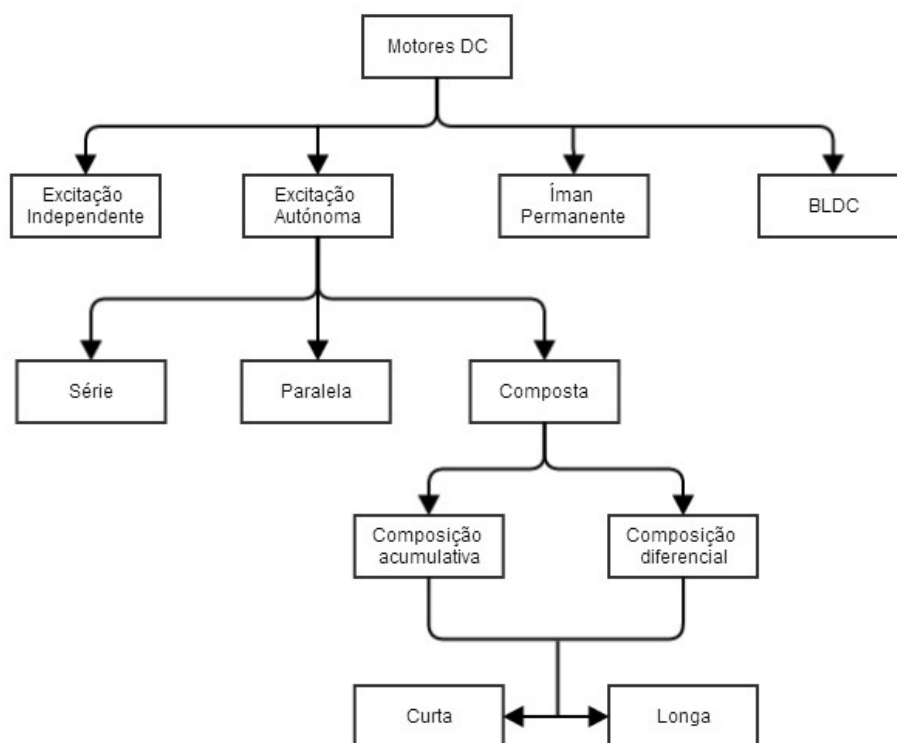


Figura 4.8: Tipos de motores DC



### 4.3.1 Motor de excitação independente

Tal como o nome indica, nestes motores o induzido e o indutor são alimentados por tensões independentes. Uma característica deste tipo de motores é que a corrente da armadura não flui através das bobinas de campo, uma vez que as bobinas de campo são alimentadas por uma tensão diferente. Normalmente o indutor é alimentado por uma fonte de tensão de potência inferior à fonte que alimenta o induzido. É no induzido que circulam as correntes de maior valor. A rotação destes motores pode ser alterada de duas formas distintas: mantendo o fluxo do campo do indutor e variando a tensão da armadura (controlo pela armadura), ou mantendo a tensão da armadura e variando o fluxo de campo (controlo pelo campo) - figura 4.9. Quando o controlo é feito através da variação da tensão da armadura, o campo magnético do indutor pode ser mantido constante e no seu valor máximo. Deste modo, pode desenvolver-se o binário máximo. Se se diminuir o fluxo de campo do induzido, podem-se obter velocidades de rotação acima da nominal, porém o binário exercido pelo motor diminui [10].

Com os potenciómetros  $R_1$  e  $R_2$ , da figura 4.10, é possível proceder ao ajuste da velocidade do motor. Ao aumentar  $R_2$ , ir-se-á reduzir a tensão na armadura, e portanto, reduzir a velocidade. Se se tiver uma corrente de campo fixa, a tensão da armadura será aproximadamente proporcional à velocidade. Ao aumentar-se  $R_1$ , reduz-se a corrente no indutor, o que provoca uma redução no campo magnético no estator e, conseqüentemente, um aumento de velocidade do rotor. Para se inverter o sentido de rotação do motor, basta inverter a tensão no indutor, ou no induzido.

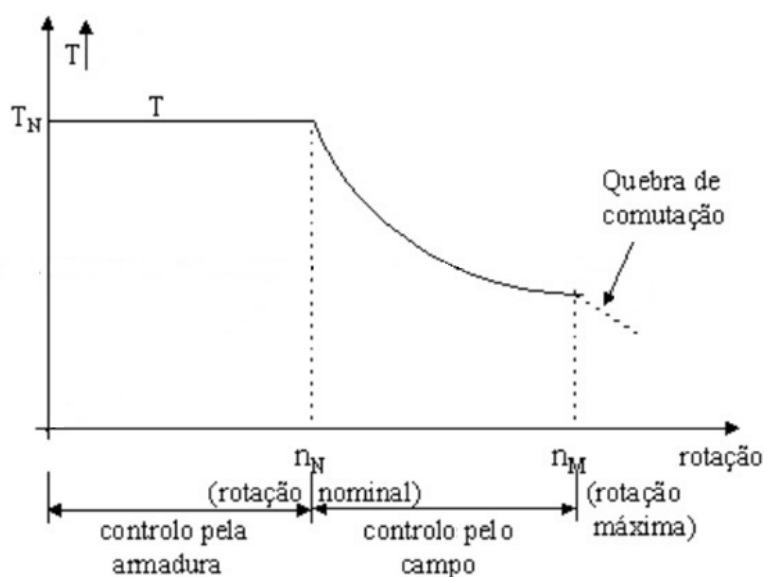


Figura 4.9: Características binário-velocidade de um motor de excitação independente [17]

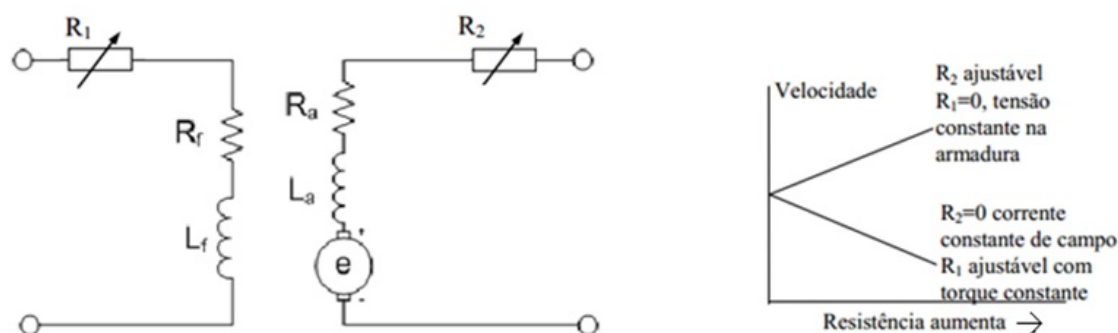


Figura 4.10: Esquema eléctrico equivalente de um motor DC de excitação independente - à esquerda; Variação da velocidade com as resistências  $R_1$  e  $R_2$  - à direita

### 4.3.2 Motor de excitação autónoma

Quando a excitação do campo do estator é derivada da tensão da armadura, diz-se que o motor tem excitação autónoma. Esta configuração não necessita de uma fonte de tensão extra e por isso é muitas vezes preferida em detrimento da configuração de excitação independente. Nos motores de excitação autónoma é frequente utilizar uma só fonte de tensão para alimentar tanto o indutor como o induzido.

Dentro dos motores de excitação autónoma, há três tipos de configurações que podem ser efectuadas: motor de excitação paralela, motor de excitação série e motor de excitação composta [10].

#### Motor de excitação paralela

O enrolamento de campo está ligado em paralelo com o enrolamento da armadura, o que dá origem ao nome deste tipo de motores. Uma vez que tanto indutor como induzido estão ligados em paralelo à mesma fonte de tensão, eles estão expostos a uma mesma diferença de potencial. Tal como se pode ver na figura 4.11, há dois caminhos diferentes que a corrente pode seguir. Pode seguir para o enrolamento de campo, mas também pode fluir para a armadura. Uma vez que o enrolamento de campo costuma ter maior resistência que a armadura, a maior parte da corrente vai fluir para a armadura, que é o elemento de maior potência num motor DC.

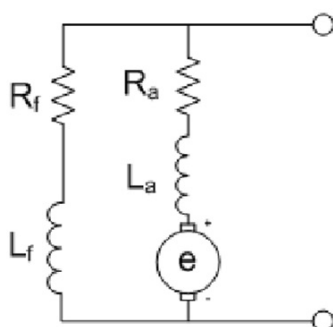


Figura 4.11: Motor eléctrico do motor DC de excitação paralela

O motor de excitação paralela mantém a velocidade praticamente constante com a variação da carga. Quando é aplicada uma carga no motor, ele tende a abrandar, e esta ligeira perda de velocidade reduz a força contra-electromotriz, o que provoca um incremento na corrente da armadura. Isto acontece até que a corrente da armadura seja suficiente para produzir o binário necessário para contrariar o aumento de carga e assim manter a velocidade aproximadamente constante.

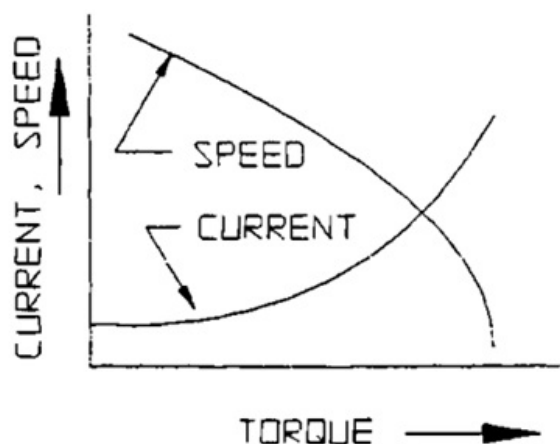


Figura 4.12: Características binário-velocidade de um motor de excitação paralela [18]

O controlo de velocidade nos motores de excitação paralela é muito simples. Para que o motor opere a uma velocidade acima da sua velocidade nominal, reduz-se a corrente de campo, mantendo-se a tensão da armadura. Para termos o motor a operar com uma velocidade abaixo da nominal, reduz-se a tensão aplicada ao motor. Para se inverter o sentido de rotação do motor, basta inverter a corrente que circula quer no indutor, quer no induzido.

O binário deste tipo de motores é alto para uma grande gama de velocidades (figura 4.12). No arranque, estes motores podem desenvolver um binário 150% acima do seu binário nominal. Por períodos de tempo pequenos, o motor consegue desenvolver 350% de binário à

carga máxima, se necessário [11].

### Motor de excitação série

Nesta configuração, o indutor está ligado em série com o induzido (figura 4.13), pelo que a corrente de campo é a mesma que a corrente da armadura. A força do campo gerado no estator é proporcional à corrente da armadura. Estes motores conseguem desenvolver um binário de arranque até 500% acima do seu binário nominal a carga completa [11]. No arranque, a grande corrente que flui pela armadura, vai também passar pelo induzido, gerando assim a corrente máxima de armadura e o fluxo de campo máximo. Por esta razão, estes motores são usados em aplicações onde é necessário um elevado binário e baixas velocidades.

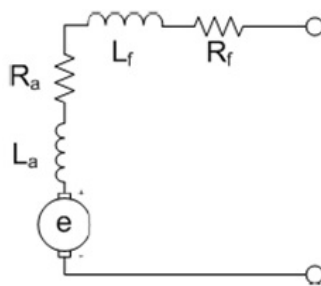


Figura 4.13: Modelo eléctrico de um motor DC de excitação série

No motor série, o campo do estator opera abaixo da saturação magnética, e qualquer incremento na carga, causa um incremento na corrente, tanto do estator como da armadura. Por esta razão, o fluxo de campo e da armadura aumentam. Uma vez que o binário depende da interacção dos fluxos de campo e dos fluxos da armadura, o binário aumenta ao quadrado com o aumento do valor da corrente. Contudo, estes motores possuem uma maior redução de velocidade quando é acrescentada carga mecânica, quando comparados com os motores de excitação paralela.

Uma vez que a corrente que circula no motor diminui com o aumento da velocidade, após o arranque do motor a velocidade vai aumentar, pois a força do fluxo de campo é menor. Em teoria, um motor série sem carga, aumentaria de velocidade infinitamente, o que poderia destruir o motor devido, às suas próprias forças centrífugas. Na prática o valor da velocidade é limitado, de certa forma, pelas perdas no motor, porém, muitas vezes os motores conseguem atingir velocidades elevadas. É por esta razão que os motores série estão permanentemente ligados a alguma carga e nunca devem ser ligados com a sua tensão nominal e sem carga. Se o motor está em rotação com uma carga mecânica e de repente se reduz essa carga, então a velocidade do motor aumenta, o que vai provocar um aumento da força contra-electromotriz na armadura e assim diminuir a corrente que nela flui. Ao diminuir a corrente da armadura, também a corrente de campo é diminuída e por isso o fluxo de campo diminui, o que provoca uma queda acentuada no binário do motor. O contrário também acontece. Quando se introduz

uma carga no motor, este tem uma queda na sua velocidade, o que provoca uma redução na força contra-electromotriz e por sua vez, a corrente aumenta. Como a corrente aumenta, o fluxo de campo aumenta e o binário do motor também aumenta significativamente. Neste caso, o motor trabalha com menor velocidade, mas com maior binário (figura 4.14) [18].

A velocidade nos motores série é controlada, variando a tensão aplicada ao motor. Para inverter o sentido de rotação do motor é suficiente mudar o sentido da corrente de campo ou da corrente da armadura.

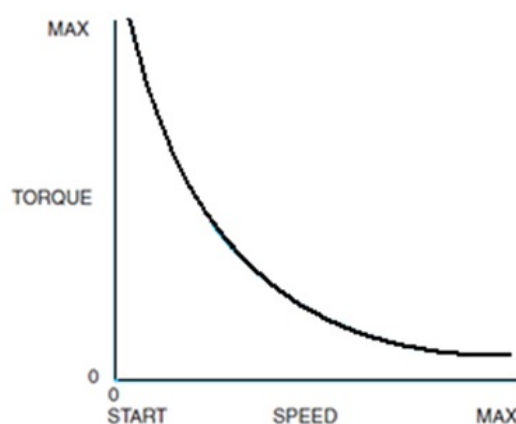


Figura 4.14: Características binário-velocidade de um motor de excitação série [11]

### Motor de excitação composta

Quando é necessário ter regulação de velocidade e determinadas características de binário, a melhor opção são os motores de excitação composta. A maioria das aplicações necessita de um elevado binário de arranque e uma velocidade constante após o arranque e em plena carga, são exemplo os elevadores.

Os motores de excitação composta são uma combinação das configurações em série e paralelo (figura 4.15). Estes motores dividem-se em duas subcategorias: derivação curta e derivação longa. Estas configurações podem ser ligadas, de modo a que o campo da parte série se adicione com o campo da paralela (composição acumulativa), ou então de modo a que eles se subtraíam (composição diferencial) [18] e [10].

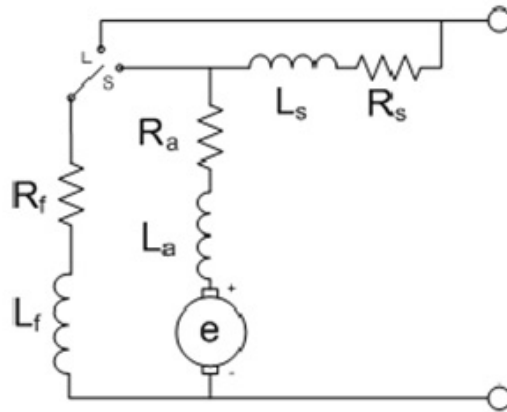


Figura 4.15: Modelo eléctrico de um motor DC de excitação composta

As características de operação destes motores são uma combinação das características dos motores série e paralelo. Quando uma carga é aplicada ao motor, o incremento de corrente através do enrolamento em série, faz aumentar o fluxo de campo. Contudo, este aumento de fluxo de campo causa um decréscimo na velocidade [10].

O controlo de velocidade nos motores compostos pode ser efectuado de modo a controlar a tensão aplicada na armadura. Se a tensão aplicada for baixa, o binário produzido é pequeno e, portanto, a velocidade também é baixa. Se se aumentar a tensão aplicada à armadura, então há mais corrente a fluir, há um aumento de binário e o motor aumenta a sua velocidade de rotação (figura 4.16). Para se obterem velocidades abaixo da velocidade nominal do motor, baixa-se a tensão aplicada à armadura e mantém-se o campo do enrolamento paralelo constante. Se se pretenderem velocidades superiores à nominal, tem que se enfraquecer o campo do estator. Para inverter o sentido de rotação deste tipo de motores pode alterar-se o sentido da corrente nas bobinas de campo ou então na armadura [11].

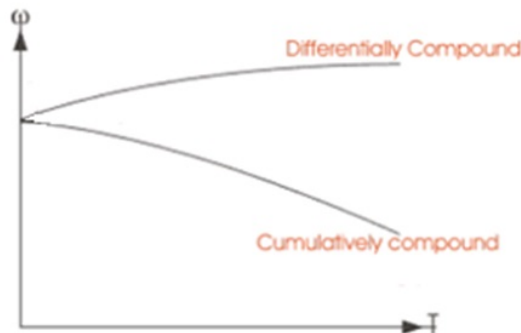


Figura 4.16: Características binário-velocidade dos motores DC de excitação composta [19]

### 4.3.3 Motor de íman permanente

Alguns motores DC usam ímanes permanentes (figura 4.17). Os ímanes permanentes podem estar tanto no estator, como no rotor. Quando os ímanes estão colocados no estator, eles produzem um fluxo de campo constante. O resultado é idêntico ao dos motores de excitação série, mas com uma curva binário-velocidade bastante linear (figura 4.18). Quando os ímanes permanentes estão colocados no rotor, a tensão fornecida ao motor é usada para magnetizar o estator em relação ao rotor, de modo a gerar binário. Os segmentos de comutação estão ligados aos enrolamentos do estator através de contactos deslizantes. Estes motores usam escovas de grafite para fazer a comutação.

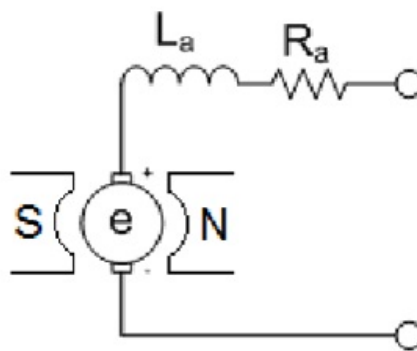


Figura 4.17: Modelo eléctrico de um motor DC de ímanes permanentes

Os ímanes permanentes são usados essencialmente em motores mais pequenos, devido ao preço. Em motores pequenos torna-se inviável usar enrolamentos de campo. É mais económico usar ímanes para gerar o campo do estator.

A *performance* dos motores de íman permanente é parecida à dos motores de excitação separada, desde que a tensão que alimenta a bobina de campo, seja constante. A principal diferença é que não é necessário excitar os enrolamentos de campo para criar o fluxo [10].

Um dos problemas destes motores é a desmagnetização do núcleo, o que causa uma diminuição no binário do motor. A desmagnetização pode ocorrer devido a mudanças bruscas na direcção de rotação do motor quando ele está em plena rotação ou quando o motor é exposto a binários demasiado elevados.

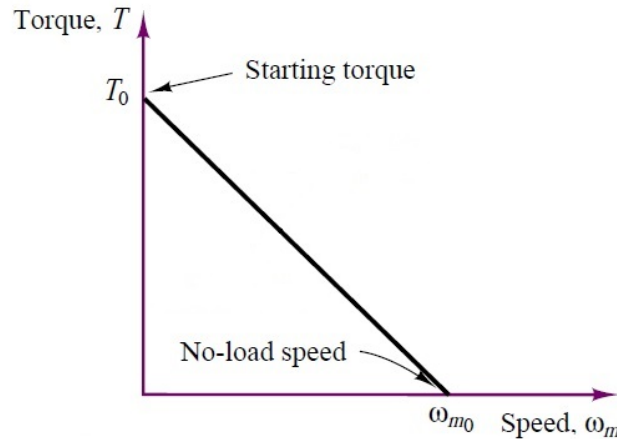


Figura 4.18: Características binário-velocidade do motor DC de ímanes permanentes [10]

#### 4.3.4 Motor DC sem escovas (BLDC)

Os motores DC sem escovas, são assim chamados porque não necessitam de escovas mecânicas para fazer a comutação, tal como acontece nos motores de ímanes permanentes, que são similares aos BLDC.

Dentro dos motores BLDC, destacam-se dois tipos de motores diferentes. Os motores cujo rotor é interior (*inrunner*) e os motores cujo rotor é a parte exterior (*outrunner*). Os motores *outrunner*, têm mais material magnético que os *inrunner*, o que significa que eles são capazes de gerar mais fluxo, quando são usados os mesmos materiais para construção dos ímanes. Os motores *inrunner* têm um rotor mais pequeno, logo têm menos inércia, o que lhes permite acelerar mais rapidamente que os motores *outrunner*. O *outrunners* são usados, tipicamente, quando a inércia do rotor é uma mais-valia para o sistema, como por exemplo em motores dos leitores de CD e em ventoinhas de refrigeração. Já os motores *inrunner* são utilizados quando é necessário atingir maiores velocidades e mais rapidamente, e quando é necessário um binário de arranque elevado [18].

Os motores DC sem escovas são constituídos por um estator com enrolamentos polifásicos, tipicamente trifásicos, por um rotor com ímanes permanentes, e por sensores de detecção da posição do rotor. Contudo há motores BLDC que não têm estes sensores. A energia eléctrica é convertida em energia mecânica, através das forças magnéticas atractivas, entre o íman permanente do rotor e o campo magnético rotativo induzido nos enrolamentos dos pólos do estator. Os enrolamentos trifásicos do estator então normalmente conectados na configuração em estrela, não sendo possível alterar essa configuração para triângulo, figura 4.19.



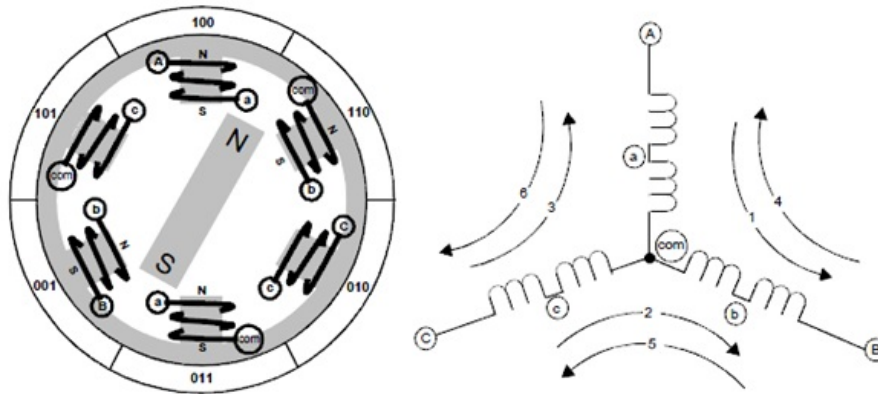


Figura 4.19: Diagrama simplificado de um motor BLDC [20]

A comutação destes motores tem, por isso, que ser feita electronicamente, o que implica que seja necessário haver um circuito de controlo para o motor. Normalmente esse circuito é uma ponte H trifásica (figura 4.20), constituída por transístores de potência, MOSFETS ou IGBTs. Do ponto de vista do utilizador, a tensão de alimentação é DC, mas na verdade, devido ao efeito da ponte, a tensão aplicada aos enrolamentos do motor é AC.

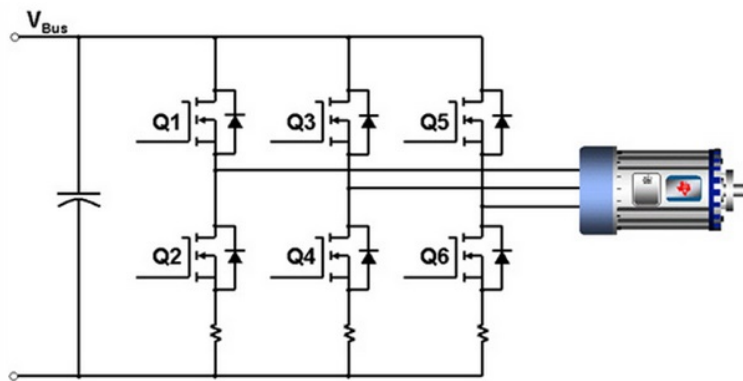


Figura 4.20: Diagrama simplificado da ponte H trifásica [21]

O instante de comutação é determinado pela posição física do rotor. Após conhecer a posição do rotor, é necessário alimentar os enrolamentos que irão produzir o maior binário. Fazer a comutação do motor através das 6 combinações possíveis (no caso de usar sensores de *hall* para determinar a posição do rotor), no momento preciso, vai fazer com que o motor gere uma rotação eléctrica [20]. Uma rotação eléctrica é menos que uma rotação mecânica, devido à existência de vários pólos no motor.

Os transístores da ponte são accionados a uma frequência correspondente à velocidade do rotor. Há duas maneiras para determinar a posição do rotor em relação ao estator: através do uso de sensores de *hall*, que estão instalados no interior do motor, ou através de um *encoder*

óptico. A posição do rotor pode ainda ser estimada através da força contra-electromotriz produzida num dos enrolamentos, quando os outros dois estão ligados. Os motores devem ser comutados tão próximo quanto possível do instante em que o ângulo entre os fluxos gerados pelo estator e o campo do rotor é de  $90^\circ$ , de modo a maximizar o binário do motor.

Como estes motores não possuem escovas, têm uma boa eficiência, uma operação silenciosa, desgaste mecânico bastante reduzido, são muito mais leves e têm um custo de manutenção muito menor que os motores de escovas, eles são os mais indicados para aplicações onde a autonomia e fiabilidade são importantes. A principal desvantagem destes motores, é a necessidade de um comutador electrónico para funcionarem, o que encarece o sistema [22].

O controlo de velocidade destes motores é feito através da ponte H, usada para fazer a comutação do motor. É aplicado a cada transístor da ponte um sinal de PWM com *duty-cycle* proporcional à velocidade pretendida para o motor. O sinal de PWM só é aplicado aos transístores que é suposto estarem a conduzir num dado momento. Para inverter o sentido de rotação do motor, é necessário excitar os enrolamentos, de forma inversa àquela que é feita para a direcção de rotação oposta.

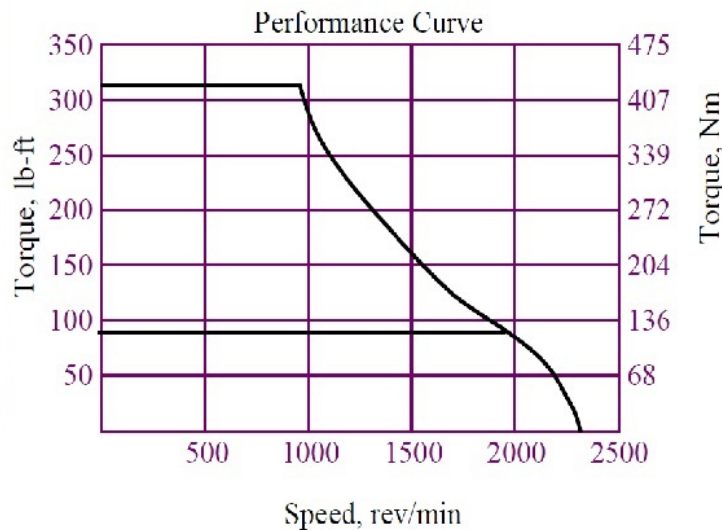


Figura 4.21: Características binário-velocidade do motor BLDC [10]

Os motores BLDC podem ser modelados por uma fonte de tensão, dependente da velocidade do motor, em série com uma indutância e uma resistência. A tensão dependente da velocidade é a força contra-electromotriz, que é uma consequência física do movimento dos enrolamentos do motor num campo magnético variável. A constante de proporcionalidade é chamada de constante do motor,  $K_t$ . Nos motores BLDC,  $K_t$  é uma função periódica, dependente do ângulo eléctrico. O modelo pode ser aplicado de forma independente a cada um dos enrolamentos do motor, desde que as fases tenham o mesmo número de voltas por enro-

lamento, a mesma resistência e a mesma indutância. A velocidade angular é representada, na figura 4.22, por  $\omega_m$  e o binário por  $\tau$  [23].

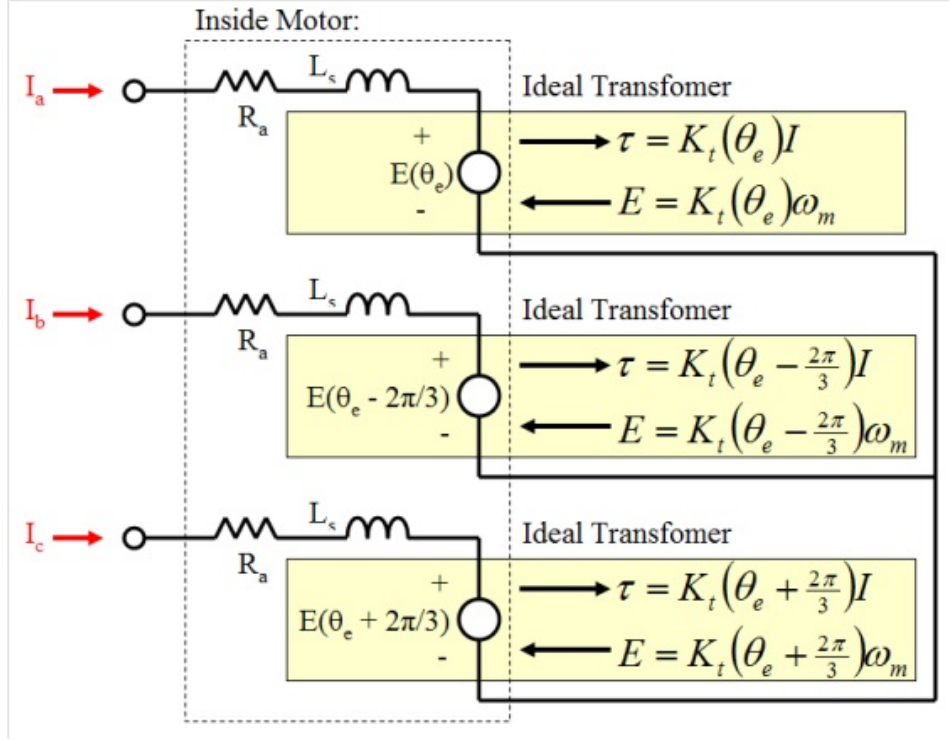


Figura 4.22: Modelo eléctrico simplificado de um motor BLDC [23]

### Sensores de *hall* para determinar a posição do rotor

Como foi dito anteriormente, uma das maneiras de determinar a posição do rotor é utilizar sensores de *hall*, colocados no estator. Este método é o mais usado em motores DC sem escovas. Os sensores de *hall* comutam para o nível alto ou baixo, consoante os pólos sul ou norte dos ímanes do rotor passam por eles, à medida que o rotor circula. A posição angular dos sensores é ajustada de modo a criar um ângulo de disparo óptimo. Normalmente, são usados 3 sensores de *hall*, o que gera um total de 6 combinações possíveis, uma vez que quando os valores dos sensores de *hall* são 000 ou 111, estes representam estados não determinados e nunca deverão ocorrer em situações normais de funcionamento.

Os instantes de comutação são de extrema importância. Os sensores de *hall* dão o valor de '1' lógico por cada 180° eléctricos de uma rotação eléctrica e dão o nível lógico '0' nos outros 180°. Os 3 sensores estão colocados com um offset de distância entre eles de 60° eléctricos, desta forma pelo menos um dos sensores está alinhado com um dos circuitos electromagnéticos. A figura 4.23 mostra a relação entre os valores de saída dos sensores e os respectivos enrolamentos que devem ser excitados [20].

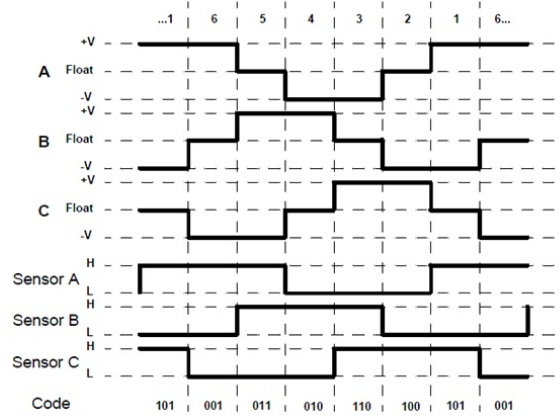


Figura 4.23: Valores dos sensores de *hall* versus instantes de comutação [20]

A comutação do motor é então feita com base nos 6 valores válidos dos sensores de *hall*, criando assim 6 combinações possíveis para activar os transístores da ponte. Na tabela 4.1 podem ver-se as várias sequências de comutação para uma rotação no sentido dos ponteiros do relógio.

Pin	RE2	RE1	RE0	RC5	RC4	RC3	RC2	RC1	RC0
Phase	Sensor C	Sensor B	Sensor A	C High Drive	C Low Drive	B High Drive	B Low Drive	A High Drive	A Low Drive
1	1	0	1	0	0	0	1	1	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	0
3	1	1	0	1	0	0	0	0	1
4	0	1	0	0	0	1	0	0	1
5	0	1	1	0	1	1	0	0	0
6	0	0	1	0	1	0	0	1	0

Tabela 4.1: Valores dos sensores de *hall* versus instantes de comutação para rotação no sentido horário[20]

Para obtermos uma rotação no sentido anti-horário, devem seguir-se as sequências da tabela 4.2.

Pin	RE2	RE1	RE0	RC5	RC4	RC3	RC2	RC1	RC0
Phase	Sensor C	Sensor B	Sensor A	C High Drive	C Low Drive	B High Drive	B Low Drive	A High Drive	A Low Drive
/6	0	0	1	1	0	0	0	0	1
/4	0	1	0	0	0	0	1	1	0
/5	0	1	1	1	0	0	1	0	0
/2	1	0	0	0	1	1	0	0	0
/1	1	0	1	0	0	1	0	0	1
/3	1	1	0	0	1	0	0	1	0

Tabela 4.2: Valores dos sensores de *hall* versus instantes de comutação para rotação no sentido anti-horário[20]

A comutação do motor, feita em 6 passos, cria um total de 6 vectores de fluxo no estator. Os vectores de fluxo do estator têm que mudar para cada posição do rotor. Na figura 4.24 estão representados os vectores de fluxo, os valores dos sensores de *hall* e os 3 enrolamentos do motor.

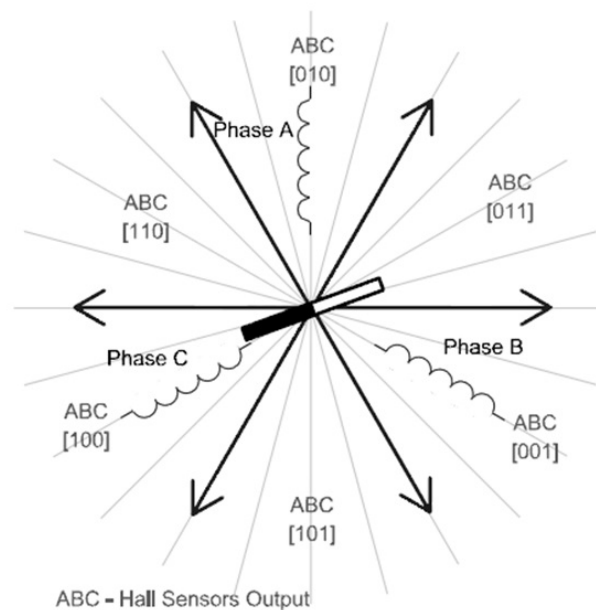


Figura 4.24: Vectores de fluxo no estator [24]

### Estimativa da posição do rotor através da força contra-electromotriz

É possível fazer uma estimativa da posição do rotor através da força contra-electromotriz produzida, e visível no enrolamento que não está a ser utilizado num dado instante.

A principal vantagem deste método é os motores não necessitarem de possuir sensores de *hall*. Porém, o motor tem que ter uma rotação mínima, de modo a gerar força contra-electromotriz suficiente para poder ser determinado o seu valor. A FCEM só pode ser medida quando a velocidade do motor está dentro de certos limites. Para comutações a velocidades superiores às velocidades de comutação ideal, o motor vai entrar numa resposta em modo descontínuo. Para mais detalhes consultar [20] e [25].

Posto isto, a determinação da posição do rotor, utilizando este método, só é aconselhável para aplicações em que a velocidade do motor não é um requisito muito importante e em que a carga mecânica aplicada ao motor não varie bruscamente.

### Métodos de controlo de um motor BLDC

Nos motores BLDC, podem ser utilizadas diversas técnicas de comutação. As principais técnicas utilizadas são a trapezoidal e a sinusoidal. O ponto principal a ter em conta, quando

se quer controlar o binário e a velocidade de um motor BLDC são as equações de binário e de força contra-electromotriz. A FCEM e o binário podem ser descritos da seguinte forma  $E = 2NlrB\omega$  e  $T = \left(\frac{1}{2}i^2\frac{dL}{d\theta}\right) - \left(\frac{1}{2}B^2\frac{dR}{d\theta}\right) + \left(\frac{4N}{\pi}Brl\pi i\right)$ , respectivamente [26]. Onde N é o número de voltas em cada enrolamento de fase, l é o comprimento do rotor, r é o raio interno do rotor, B é a densidade de fluxo do íman permanente do rotor,  $\omega$  é a velocidade angular do motor, i é a corrente de fase, L a indutância de fase,  $\theta$  é a posição do rotor e R a resistência de fase. Os primeiros dois termos na expressão do binário são componentes de relutância parasita. O terceiro termo é o responsável pela produção de binário. A FCEM é directamente proporcional à velocidade do motor e o binário produzido é proporcional à corrente de fase.

O controlo trapezoidal de motor BLDC é caracterizado por ter duas fases ligadas e uma desligada. Assim sendo, a produção de binário segue o princípio de que a corrente deve fluir em apenas duas das três fases do motor de cada vez e que não deve haver produção de binário nas regiões onde a FCEM é zero. A figura 4.25, descreve as formas de onda num motor BLDC quando está a operar com duas fases ligadas e uma desligada, alternadamente.

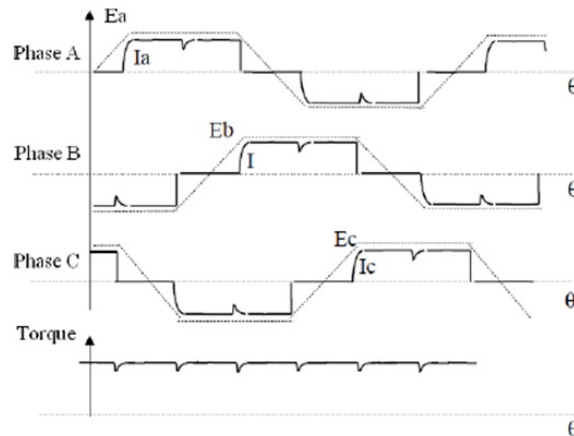


Figura 4.25: Formas de onda eléctricas quando estão ligados 2 enrolamentos do motor; Gráfico do binário gerado [26]

Tal como já foi referido anteriormente, o princípio de comutação de um motor BLDC é alimentar o par de enrolamentos, que num determinado momento fornece o maior binário. De modo a otimizar este efeito, a forma de onda da FCEM é trapezoidal. A combinação entre uma corrente DC com uma FCEM trapezoidal torna possível, em teoria, produzir um binário constante. Na prática, a corrente que flui numa fase do motor, não pode ser estabilizada instantaneamente e consequentemente, o binário produzido pelo motor apresenta um *ripple* a cada 60° de rotação eléctrica, tal como se pode observar na figura 4.25.

No caso de fazer um controlo sinusoidal do motor BLDC, todas as 3 fases do motor estão a conduzir num determinado momento. O binário produzido num motor BLDC, com controlo

sinusoidal, é definido por  $T = K_t(I_R \sin(\theta) + I_S \sin(\theta + 120^\circ) + I_T \sin(\theta + 240^\circ))$  onde  $\theta$  é o ângulo eléctrico do rotor,  $K_t$  é a constante de binário do motor e  $I_S$ ,  $I_T$  e  $I_R$  são as correntes de fase. Se o controlo do motor for sinusoidal, então as correntes também serão sinusoidais, pelo que  $I_R = I_0 \sin(\theta)$ ,  $I_S = I_0 \sin(\theta + 120^\circ)$  e  $I_T = I_0 \sin(\theta + 240^\circ)$ . Deste modo, a equação do binário produzido, reduz-se a  $T = 1,5 * K_t I_0$  que é constante e independente do ângulo do rotor [27].

Os controladores de motores BLDC com comutação sinusoidal tentam fazer o controlo dos 3 enrolamentos do motor com 3 correntes que variam suave e sinusoidalmente à medida que o motor roda, figura 4.26. As fases relativas das 3 correntes são escolhidas de modo a que o resultado seja um espaço vectorial suave e rotativo, de magnitude constante e sempre em quadratura com a direcção de rotação do rotor. Uma vez que cada enrolamento do motor está desfasado dos outros de  $120^\circ$ , também a corrente de cada um desses enrolamentos terá que o estar relativamente às outras correntes. Assim, consegue-se eliminar o *ripple* do binário e os picos de comutação associados ao controlo trapezoidal.

De modo a gerar uma modulação sinusoidal suave das correntes do motor, à medida que o rotor se move, é necessário ter um conhecimento preciso da posição do rotor. Uma vez que os sensores de *hall* embutidos no motor fornecem apenas uma medida grosseira da posição do rotor, é necessário utilizar um dispositivo adicional de realimentação do ângulo através de um *encoder*, ou algo similar [27]. A informação da posição do rotor é utilizada para produzir duas sinusóides desfasadas de  $120^\circ$  (figura 4.26) e que serão multiplicadas por um valor proporcional ao binário desejado. Deste modo, a amplitude das sinusóides será proporcional ao binário requerido. A corrente no terceiro enrolamento é a soma das duas correntes acima mencionadas e não pode ser controlada separadamente.

A comutação sinusoidal resulta num controlo mais suave do que na comutação trapezoidal. Contudo, enquanto ela pode ser muito eficiente para baixas velocidades, ela tende a degradar-se à medida que a velocidade aumenta. Isto acontece porque, à medida que a velocidade aumenta, o controlador do motor tem que acompanhar a corrente sinusoidal e para isso tem que aumentar a frequência da sinusóide, ao mesmo tempo que tem que sobrepor a FCEM do motor, que também aumenta em amplitude e frequência à medida que o motor aumenta a velocidade.



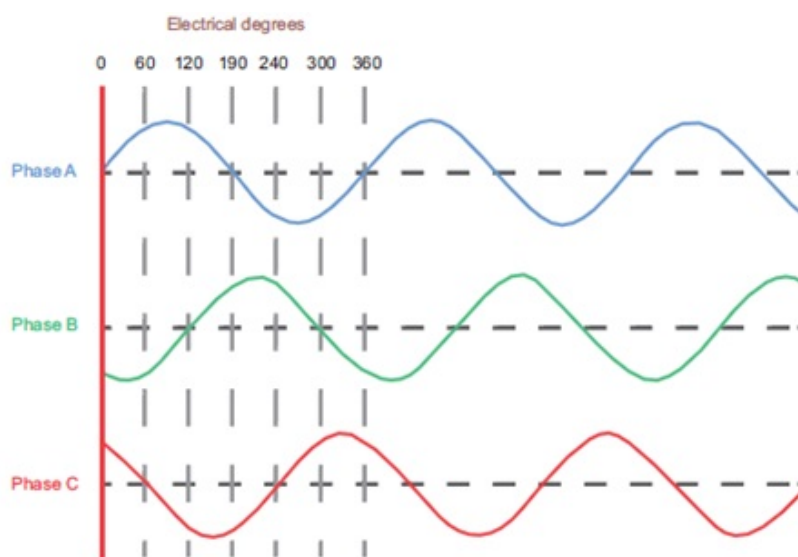


Figura 4.26: Formas de onda sinusoidais da força contra-electromotriz [28]

Em suma, pode dizer-se que a comutação trapezoidal é mais popular devido à simplicidade dos circuitos de controlo, mas produz algum *ripple* no binário devido à comutação. Para baixas velocidades o controlo trapezoidal é inadequado para fornecer um controlo suave e preciso do motor. Para baixas velocidades, o controlo sinusoidal resolve este problema. Por outro lado, o controlo sinusoidal produz maiores perdas de comutação, maior complexidade no desenvolvimento do controlador e reduz o binário produzido pelo motor.

## 4.4 Motores universais

Os motores universais são assim chamados porque são capazes de operar com tensões DC ou AC monofásicas. Estes motores são de excitação série (muito similares no funcionamento dos motores série), então a corrente DC inverte a posição ao mesmo tempo na armadura e nos enrolamentos de campo, ficando assim a direcção do binário produzido, sempre igual. O mesmo acontece quando o motor é alimentado por uma tensão AC. Estes motores podem operar com tensões AC porque a corrente em ambos os enrolamentos, de armadura e de campo, alternam sincronamente com a tensão de alimentação. Assim a força mecânica resultante tem sempre o mesmo sentido de rotação, independentemente da direcção da tensão aplicada, mas determinada pelo comutador e pela polaridade das bobinas de campo [10].

Normalmente, estes motores têm potências abaixo dos 1500W, apesar de possuírem uma elevada velocidade de rotação. As maiores velocidades que estes motores podem atingir andam à volta das 25000 rpm. Têm um elevado binário de arranque e conseguem atingir binários à volta dos 5Nm, em rotação. Uma vez que a rotação dos motores é muito elevada e tendo em conta que estes motores usam escovas, o tempo de vida útil das escovas de grafite é mais



reduzido, precisando assim de uma maior manutenção. Isto causa um maior ruído no sistema de comutação do motor. É devido a isto que estes motores não se utilizam em equipamentos que necessitam de uso constante do motor.

Os motores universais têm maior potência que os motores de indução, uma vez que conseguem atingir velocidades muito maiores. Contudo, estes motores são de dimensões mais reduzidas e, conseqüentemente, de menor peso. Devido a isto, estes motores são utilizados em aplicações que exigem alguma portabilidade, como por exemplo em equipamentos domésticos, máquinas de lavar a roupa e aspiradores [11].

O sentido de rotação dos motores universais pode ser invertido alterando o sentido da corrente que percorre os enrolamentos de campo e de armadura. Isto também pode ser efectuado trocando as ligações feitas nos suportes das escovas.

Uma vantagem dos motores universais é que as fontes AC podem ser usadas e mesmo assim ter algumas características que são mais em comuns nos motores DC, como por exemplo, um elevado binário de arranque e *design* compacto. Para utilizar tensões AC, é necessário reduzir as perdas no núcleo do motor, o que se consegue laminando o núcleo do estator.

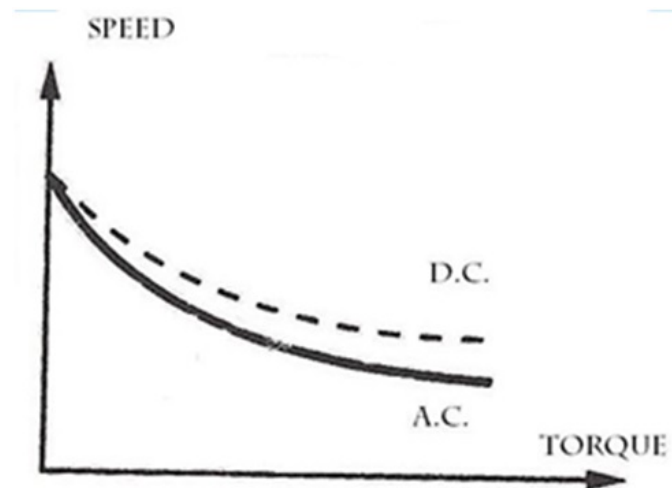


Figura 4.27: Características binário-velocidade do motor universal [29]

As características binário-velocidade são parecidas com as dos motores DC de excitação série (figura 4.27). É de notar que os motores universais possuem maior relação velocidade-binário quando são alimentados por uma fonte DC.

## 4.5 Motores especiais

Os motores especiais são geralmente usados em aplicações muito específicas, por exemplo, no controlo preciso de posição ou até de velocidade. São exemplos destes motores os motores de passo e os servo-motores.

## Motores de passo

Os motores de passo convertem informação digital em movimento mecânico. Tal como o nome sugere, os motores de passo rodam em passos distintos e a sua posição pode ser controlada através de sinais lógicos. Estes motores são tipicamente usados em impressoras, scanners e leitores de discos.

A principal característica dos motores de passo é que o ângulo de rotação do motor é proporcional ao número de pulsos de entrada. O erro do ângulo associado a cada passo é muito pequeno e não é cumulativo. Estes motores são capazes de respostas muito rápidas, tanto a arrancar e a parar, como a inverter o sentido de rotação. Outra característica muito importante é a sua capacidade de se manterem parados numa determinada posição sem que para isso seja preciso usar travões.

Há três subcategorias nas quais se podem subdividir os motores de passo: relutância variável, íman permanente e híbridos [10]. O princípio de funcionamento dos motores de passo é essencialmente o mesmo para as 3 subcategorias. Quando as bobinas são alimentadas, são gerados pólos magnéticos no estator e o rotor vai alinhar-se de acordo com a direcção do campo magnético desenvolvido no estator. Se a corrente nas bobinas for pulsada numa sequência apropriada, o motor vai girando passo-a-passo. Esta característica destes motores torna-os indicados para aplicações onde é necessário obter movimentos precisos.

## Servomotores AC e DC

Os servomotores são pequenos motores que usam armaduras leves para proporcionar um arranque e paragem rápidos, embora não possuam binários elevados. Estes motores são usados quando é necessário obter um controlo de posição muito preciso para movimentos rápidos.

Há servomotores AC e DC. Os servomotores AC estão disponíveis na versão síncrona e na assíncrona. O objectivo dos servomotores é obter um motor o mais leve possível de modo a que o rotor tenha pouca inércia e assim possa fazer movimentos rápidos. Quando o campo do estator é alimentado, o rotor segue o campo magnético rotativo gerado no estator. Se o fluxo de campo pára, o rotor pára também. Para controlar a posição do rotor relativamente ao estator, é necessário haver realimentação para o controlador do motor, geralmente é usado um *encoder* para esta tarefa. Os servomotores DC são desenhados para picos altos de corrente e são normalmente mais indicados para aplicações mais pequenas [11]. Dentro de um servomotor DC existe um motor DC, um potenciómetro e um circuito de controlo (figura 4.28). O motor é ligado a engrenagens de modo a diminuir a velocidade de rotação. À medida que o motor roda, a resistência do potenciómetro muda e o circuito de controlo pode regular com precisão a amplitude e a direcção de movimento. A posição desejada é enviada para o circuito de controlo do motor, através dum sinal de PWM. A Velocidade do motor é proporcional à diferença entre a posição actual e a posição desejada para o motor.

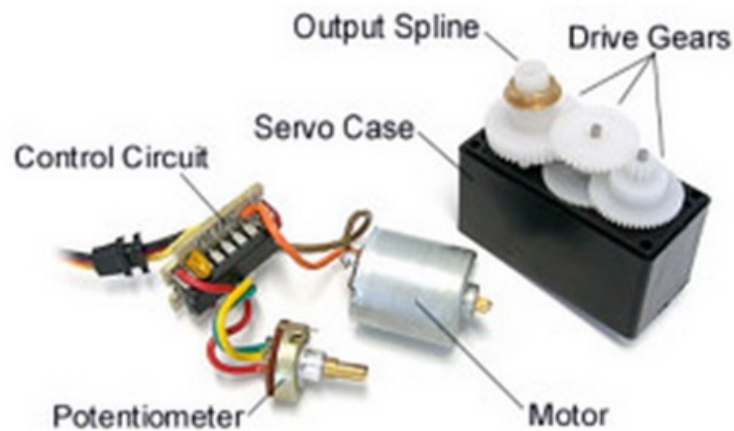


Figura 4.28: Interior de um servomotor – à esquerda; servomotor devidamente montado – à direita

## 4.6 Resumo das vantagens e desvantagens dos vários motores abordados ao longo deste capítulo

Por tudo o que foi descrito anteriormente, facilmente se conclui que nenhum motor é o ideal para todas as aplicações. Cada aplicação específica requer uma escolha cuidada do motor a utilizar. As características do sistema, como por exemplo o binário necessário, a velocidade requerida, o controlo da velocidade e da posição, devem ser tidas em conta quando se escolhe o motor. De seguida, faz-se um resumo das principais vantagens e desvantagens de cada um dos principais motores.

Comparando os motores DC com os motores AC, podemos concluir que os motores DC têm um tempo de vida útil reduzido devido à utilização de escovas, factor que também limita a velocidade máxima do motor. Uma vez que são de construção mais complicada, os motores DC têm um custo de produção mais elevado que os motores AC. Uma excepção, são os motores BLDC, que não possuem escovas. Por outro lado, os motores DC conseguem ser mais compactos que os motores AC. O controlo, tanto de velocidade como de binário, é mais eficaz nos motores DC, que também possuem maior binário de arranque.

Dentro dos motores DC destacam-se os motores de ímanes permanentes, que são mais pequenos que os motores bobinados para uma determinada gama de potências. A sua eficiência é maior, uma vez que não há perdas nos enrolamentos. Outra grande vantagem dos motores de ímanes permanentes é que eles têm uma curva binário-velocidade praticamente linear, o que simplifica muito o seu controlo. Por outro lado, a sua maior desvantagem é que os ímanes permanentes dos motores se podem desmagnetizar, devido a sobretensões, por exemplo. Já os motores bobinados não sofrem de desmagnetização, uma vez que não possuem ímanes. O

motor de excitação série tem uma boa regulação de velocidade, melhor que nos motores de excitação paralela, mas pior que nos de excitação composta. O motor de excitação paralela opera com velocidade constante, qualquer incremento de binário, requer um incremento proporcional na corrente da armadura. Para o mesmo incremento de corrente, o motor série produz maior binário que o motor paralelo. Uma mudança na carga mecânica do motor, provoca alterações no binário e na velocidade, mais acentuadas no motor série do que no paralelo.

Nos motores DC destacam-se ainda os motores DC sem escovas. Os motores BLDC têm menos inércia e um binário intrínseco maior que os seus semelhantes - o motor DC de ímanes permanentes - e a sua resposta em velocidade é superior. Os motores BLDC possuem uma grande controlabilidade sobre uma gama elevada de velocidades, têm uma grande capacidade de aceleração e desaceleração. A sua principal desvantagem é necessitarem de um controlador electrónico para fazer a comutação eléctrica do motor.

## **4.7 Escolha do motor para a aplicação em causa**

Após análise das características dos vários tipos de motores e tendo em conta que o sistema, ao qual se destina o motor, é um carro eléctrico, escolheu-se o motor DC sem escovas. A escolha recaiu sobre estes motores uma vez que possuem um elevado binário de arranque e uma boa resposta em velocidade, características bastante necessárias num carro; têm uma enorme fiabilidade, pois não têm escovas, logo a sua manutenção também é muito mais reduzida; são motores compactos, de tamanho reduzido e podem ser engrenados directamente ao eixo do carro, não necessitando de caixa de velocidades. Estes motores conseguem atingir eficiências na ordem dos 85% a 90%. Uma vez que se trata de um carro eléctrico, é necessário desenvolver um controlador de velocidade, de binário, de travagem regenerativa. No mesmo controlador pode fazer-se todo o controlo inerente às necessidades do motor – comutação dos enrolamentos do estator – e também às necessidades do carro – controlo de velocidade/binário e travagem.

## Capítulo 5

# Travagem regenerativa

A travagem regenerativa é um mecanismo que serve para transformar a energia cinética do veículo, em energia eléctrica. A energia cinética é obtida através do movimento do motor durante um período de desaceleração ou travagem. Quanto maior for a velocidade, maior será a energia cinética e, portanto, maior será a energia eléctrica produzida. A intensidade da corrente produzida é tanto maior quanto maior for a intensidade da travagem.

A principal vantagem da travagem regenerativa é o aumento da autonomia do veículo. Este aumento pode ir até aos 25% [30]. Além disso, há outras vantagens com algum relevo, quando se fala de veículos eléctricos, que são: a redução dos custos de manutenção, uma vez que a utilização dos travões mecânicos é minimizada e portanto, diminui o desgaste das pastilhas dos travões; uma melhor performance, uma vez que a travagem regenerativa repõe alguma energia na bateria. A energia recuperada pela travagem tem que passar por um elevador de tensão, uma vez que o motor não é capaz de gerar tensões iguais ou superiores às da bateria, o que é necessário quando se pretende carrega-la. Para que o aproveitamento da travagem regenerativa seja eficaz, é necessário que as baterias do veículo permitam carga rápida, caso contrário há uma enorme perda de eficiência. Uma possibilidade para aumentar a eficiência do aproveitamento de energia, é a utilização de um banco de supercondensadores, por terem a capacidade de carregar e descarregar rapidamente e com correntes elevadas.

Por outro lado, a principal desvantagem da travagem regenerativa é o sobreaquecimento do motor. Quando o motor está a ser utilizado para produzir binário, está a consumir potência e, conseqüentemente, aquece. Quando o motor deixa de servir como gerador de força motriz e passa a servir como gerador de energia eléctrica (travagem regenerativa), o motor também aquece. Como o motor, ou serve de gerador eléctrico, ou de fonte de binário, não está praticamente nenhum intervalo de tempo sem ser utilizado, pelo que não existe tempo para ele arrefecer. É necessário ter alguns cuidados relativamente a este facto e monitorizar a temperatura do motor, de modo a que este não se danifique, quer por desmagnetização dos ímanes permanentes, quer por ruptura dos enrolamentos do motor.

## 5.1 Travagem regenerativa em motores BLDC

Os motores BLDC funcionam, normalmente, em quatro quadrantes: a rodar no sentido horário, a rodar no sentido anti-horário, regeneração de energia no sentido horário e regeneração no sentido anti-horário. Na figura 5.1 está representado o plano binário-velocidade para um motor BLDC. Neste caso em concreto, o que interessa mais discutir são os quadrantes II e IV.

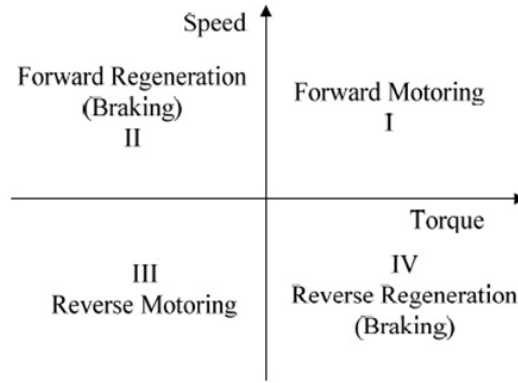


Figura 5.1: Plano da relação binário-velocidade para motores BLDC [31]

Nos quadrantes II e IV, a velocidade e o binário possuem sinais opostos, pelo que o motor está a travar e a produzir energia. Nestes casos quando se utiliza a travagem regenerativa, o motor actua como um gerador e a corrente, que está em fase com a FCEM, entra nos enrolamentos do estator e é gerado um binário de travagem proporcional a esta corrente. Posteriormente, a potência gerada é armazenada na bateria [31].

A potência real recebida pela bateria pode ser expressa por  $P_C = P_B \eta_b = P_M \eta_m = T_M \omega_m$ , onde  $T_M$  é o binário de travagem,  $\omega_m$  é a velocidade de rotação do motor,  $\eta_b$  é a eficiência de carga da bateria,  $\eta_m$  é a eficiência do motor eléctrico,  $P_M$  é a potência gerada e  $P_B$  é a potência fornecida à bateria. De modo a conseguir recuperar mais energia é necessário ter em conta a performance do motor eléctrico e da bateria [32]. O binário máximo do motor é determinado a partir das suas curvas características, conforme a equação:

$$T_{m_{max}} = \begin{cases} T_n; \omega_m \leq \omega_b \\ P_n / \omega_m; \omega_m > \omega_b \end{cases}$$

sendo  $T_{m_{max}}$  é o binário máximo de travagem,  $T_n$  é o binário nominal do motor,  $\omega_b$  é a velocidade angular base do motor,  $\omega_m$  é a velocidade angular do motor num dado instante e  $P_n$  a potência nominal do motor [33].

Quando um motor BLDC é utilizado como dispositivo de travagem assistida, comporta-se tal como um alternador. A fase da FCEM está desfasada de 180° eléctricos da fase da corrente que circula nos enrolamentos do estator. Como já foi referido anteriormente, a tensão gerada

pelo motor é menor que a tensão das baterias, o que torna necessário elevar esta tensão, de modo a carregar as baterias. A tensão induzida no motor, devido à energia cinética, pode ser elevada para um nível arbitrário, com base no inversor trifásico, que é utilizado para colocar o motor em funcionamento (gerador de binário), sem que nenhum componente seja adicionado. Isto consegue-se utilizando uma estratégia de comutação apropriada [34]. O que se pretende é utilizar as bobinas do motor, os MOSFET's e díodos da ponte H trifásicas, para fazer um circuito de *boost* para a tensão induzida no motor.

De seguida vão ser expostas 3 estratégias diferentes de comutação, aplicadas quando se pretende fazer travagem regenerativa: com um interruptor activo de cada vez, com dois interruptores activos e com três interruptores activos.

Quando apenas é utilizado um interruptor de cada vez, para fazer a comutação e só são utilizados os *switches* do *low side* da ponte H, para fazer a comutação, fica-se perante uma estratégia de travagem regenerativa de interruptor único. Os *switches* do *low side* são os que ligam o motor à massa, da fonte de alimentação. Nesta estratégia, consoante a posição do rotor, que é dada através dos sensores de *hall*, é feita a activação do *low side switch*, correspondente ao instante em questão (figura 5.2 a)).

Quando a velocidade do veículo é elevada e se pretende travar, o principal problema é tentar converter o máximo possível de energia cinética em energia eléctrica. Por outro lado, quando a velocidade do veículo é relativamente baixa, o principal problema é o binário de travagem. A estratégia de comutação que utiliza dois interruptores activos ao mesmo tempo é a mais indicada para baixas velocidades. Esta estratégia utiliza dois interruptores activos de cada vez: um correspondente ao *high side* e outro ao *low side*. À semelhança da colocação do motor em funcionamento (gerador de binário), é efectuada a activação do *switch* correspondente ao instante em questão, consoante a posição do rotor (figura 5.2 b)).

Por último, há uma estratégia de comutação que se pode aplicar quando se pretende fazer travagem regenerativa, que não necessita do conhecimento da posição do rotor - a estratégia de comutação utilizando três interruptores. Neste caso, os três interruptores de *low side* da ponte H estão sempre activos ao mesmo tempo (figura 5.2 c)). Esta estratégia de travagem é parecida com a utilizada na travagem passiva, que utiliza resistências de potência para dissipar a energia cinética e assim travar o veículo. Porém, neste método, não são utilizadas resistências e a energia pode ser recuperada e armazenada na bateria.

A eficiência é a principal preocupação, quando a velocidade do veículo é constante, durante um processo de travagem. De modo a conseguir recuperar o máximo de energia na travagem, quando a velocidade de travagem é relativamente elevada e praticamente constante, o melhor método a utilizar é o de interruptor único ou o de três interruptores. Por outro lado, quando a velocidade do veículo é relativamente baixa, o melhor método de travagem é o de comutação utilizando dois interruptores. Para mais pormenores consultar [34].

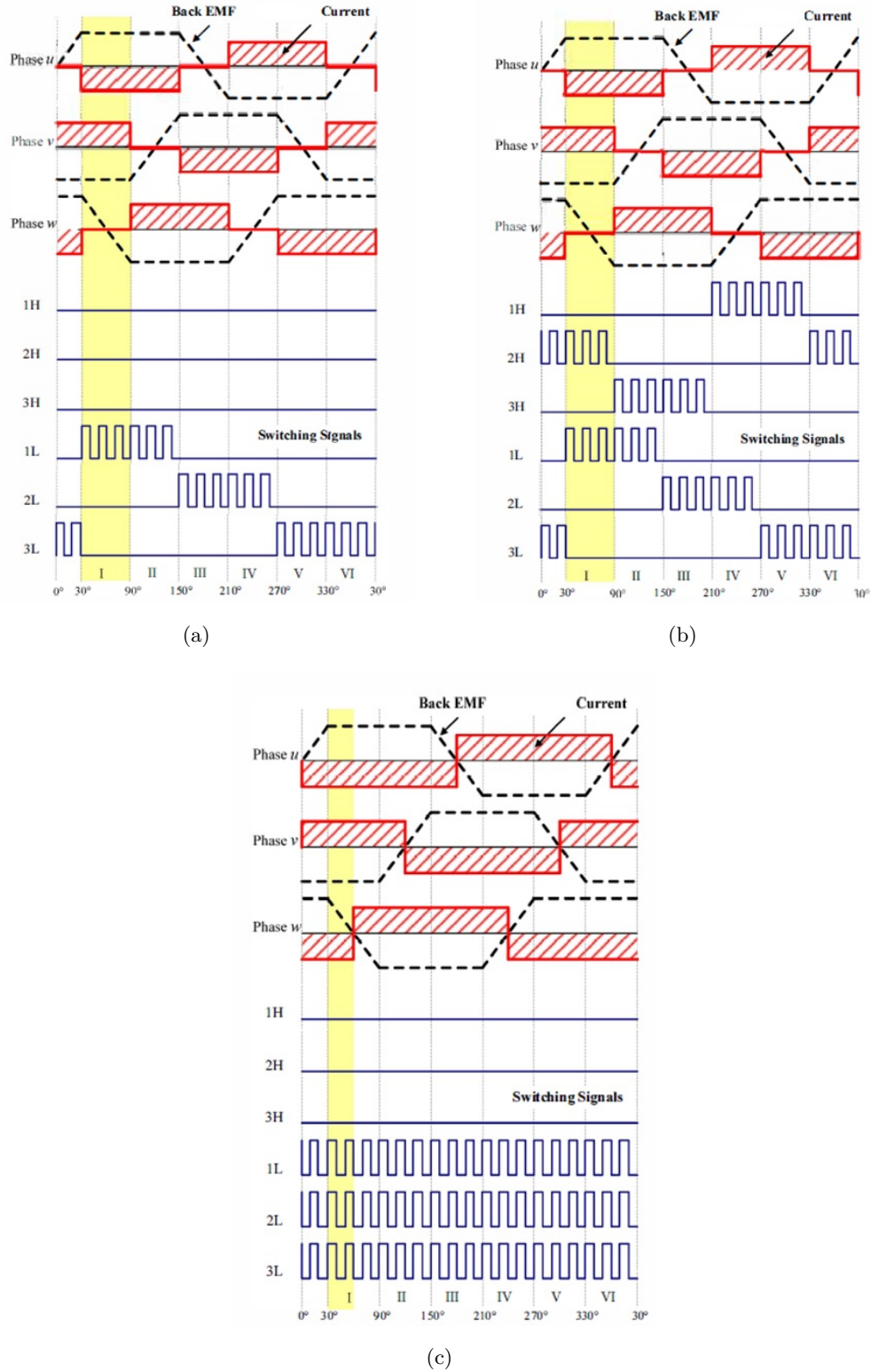


Figura 5.2: Relação entre as fases da FCEM, da corrente de campo do motor e dos sinais de comutação. a) Comutação utilizando um único interruptor; b) Comutação utilizando dois interruptores; c) Comutação utilizando três interruptores [34]



## Capítulo 6

# Construção do protótipo

No decorrer deste trabalho foi construído um protótipo dum controlador para motores DC sem escovas, para uma potência de 5kw. O controlador, para além de ser capaz de efectuar as respectivas comutações do motor, é também capaz de efectuar travagem regenerativa, controlo de sobrecorrente e sobretensão. Tem um sistema de segurança por hardware para o caso do sistema de segurança por software dar erro, que desliga o motor. Este controlador é todo isolado opticamente, sendo que todos os sinais de controlo estão isolados de toda a electrónica de potência. O controlador construído utiliza os sensores de *hall* para determinar a posição do rotor. Para além de tudo isto, este protótipo está preparado, para carregar uma bateria de 12V, responsável por alimentar toda a lógica de controlo.

### 6.1 Hardware

Na construção do controlador para o motor, foram usados MOSFETS de potência, isoladores ópticos da Avago Technologies, sensores de *hall* para medir a corrente que flui no sistema e para medir a corrente que flui para a bateria de 12V, fontes DC/DC isoladas para alimentar a lógica de controlo e para fazer o drive dos MOSFETS. Para controlar toda a lógica inerente a este controlador electrónico, foi usado um microcontrolador da Microchip, o dsPIC33FJ16GS402. Este microcontrolador foi o escolhido, porque para além de ser de baixo custo e de ter um processador de 16 bits capaz de fazer operações de aritméticas por hardware, possui um módulo de *motor control*. Este módulo permite controlar 4 pares de PWM de 4 formas distintas: em modo independente, em modo *Push-Pull*, em modo redundante e em modo complementar. É possível programar o PWM para accionar interrupções para efectuar leituras da ADC. Esta função é utilizada neste protótipo para ler os potenciómetros que controlam o acelerador e o travão (regenerativo) do motor 6.1.

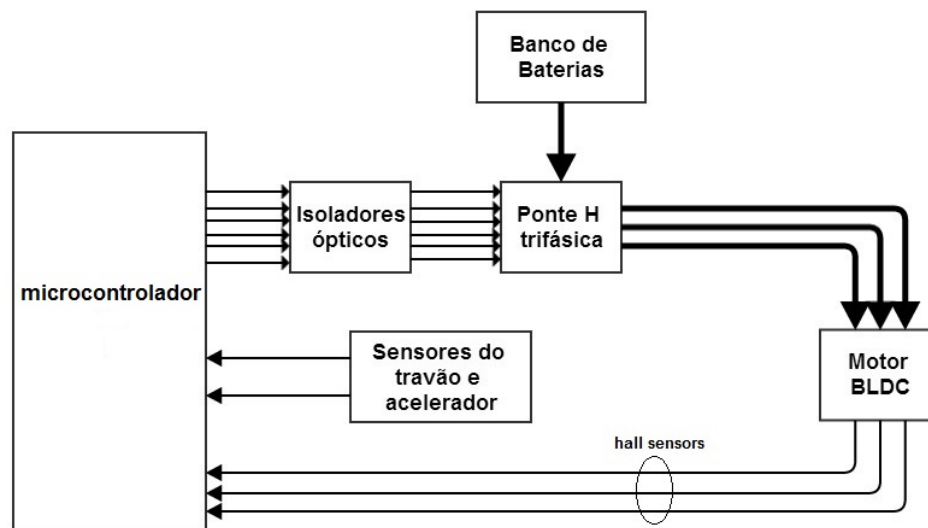


Figura 6.1: Esquema do hardware implementado

Uma vez identificados e escolhidos os componentes principais, procedeu-se ao desenho dos circuitos constituintes do controlador. No total foram construídas 4 placas diferentes. Uma onde foi colocado o microcontrolador e os sinais lógicos de controlo; outra onde está feito o circuito de controlo do conversor de comutação do tipo *buck*, responsável pela carga da bateria de 12V; outra onde foram colocados os circuitos de medida e monitorização da corrente e da tensão inerentes ao controlador e onde se liga a placa de controlo do *buck*; por último, uma placa que contém um dos braços do circuito da ponte H trifásica. De modo a completar a ponte, esta placa foi replicada 3 vezes. Na figura 6.3 está o esquema do circuito de um dos braços da ponte.

Tal como se pode verificar na figura 6.3, cada braço da ponte H é constituído por 6 MOSFETS, 3 em paralelo no *high side* e outros 3 em paralelo no *low side*. Usam-se 3 transístores em paralelo, em vez só de um mais potente, pois assim é possível fazer uma melhor distribuição da corrente e da potência dissipada em cada elemento, o que resulta, por um lado numa melhor dissipação de calor e assim menos probabilidade de danificar os MOSFETS, e por outro, sendo que os MOSFETS podem cada um deles ser menos potente, poupa-se nos custos associados aos transístores. Apesar dos MOSFETS possuírem díodos intrínsecos, foi colocado um díodo discreto, em paralelo com cada um dos lados (*high e low*), criando assim alguma redundância. De modo a fazer a ligação entre os sinais de controlo, provenientes da placa de controlo, onde se encontra o microcontrolador, utilizou-se um conector (visível na parte inferior direita do circuito da figura 6.3). Para absorver os picos de corrente, colocaram-se dois condensadores em paralelo com o braço da ponte. Foi ainda colocado um *varistor*, em paralelo com o braço da ponte, de modo a limitar a tensão máxima entre o *rail* positivo e o negativo, da ponte.

Para fazer o drive dos MOSFETS ligou-se à sua *gate* um acoplador óptico (ACPL H342

- figura 6.2) que ao mesmo tempo que isola os sinais de controlo dos MOSFETS, também é capaz de carregar e descarregar rapidamente as capacidades de *gate*. Tal como se pode verificar no esquema do circuito da figura 6.3, usou-se um *gate driver* para cada um dos lados do braço da ponte, para o *high* e para o *low*.

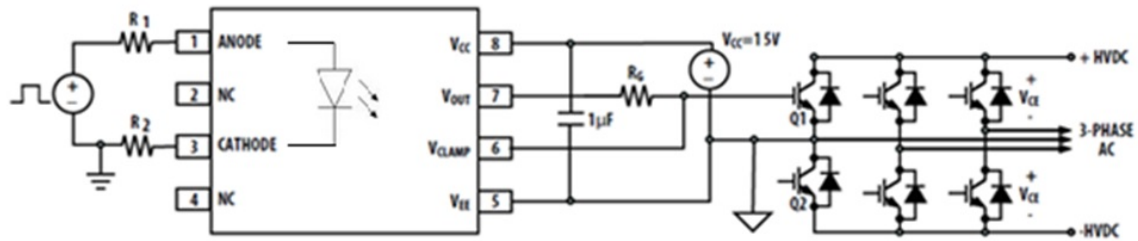


Figura 6.2: Esquema do circuito subjacente ao acoplador óptico. [35], modificado

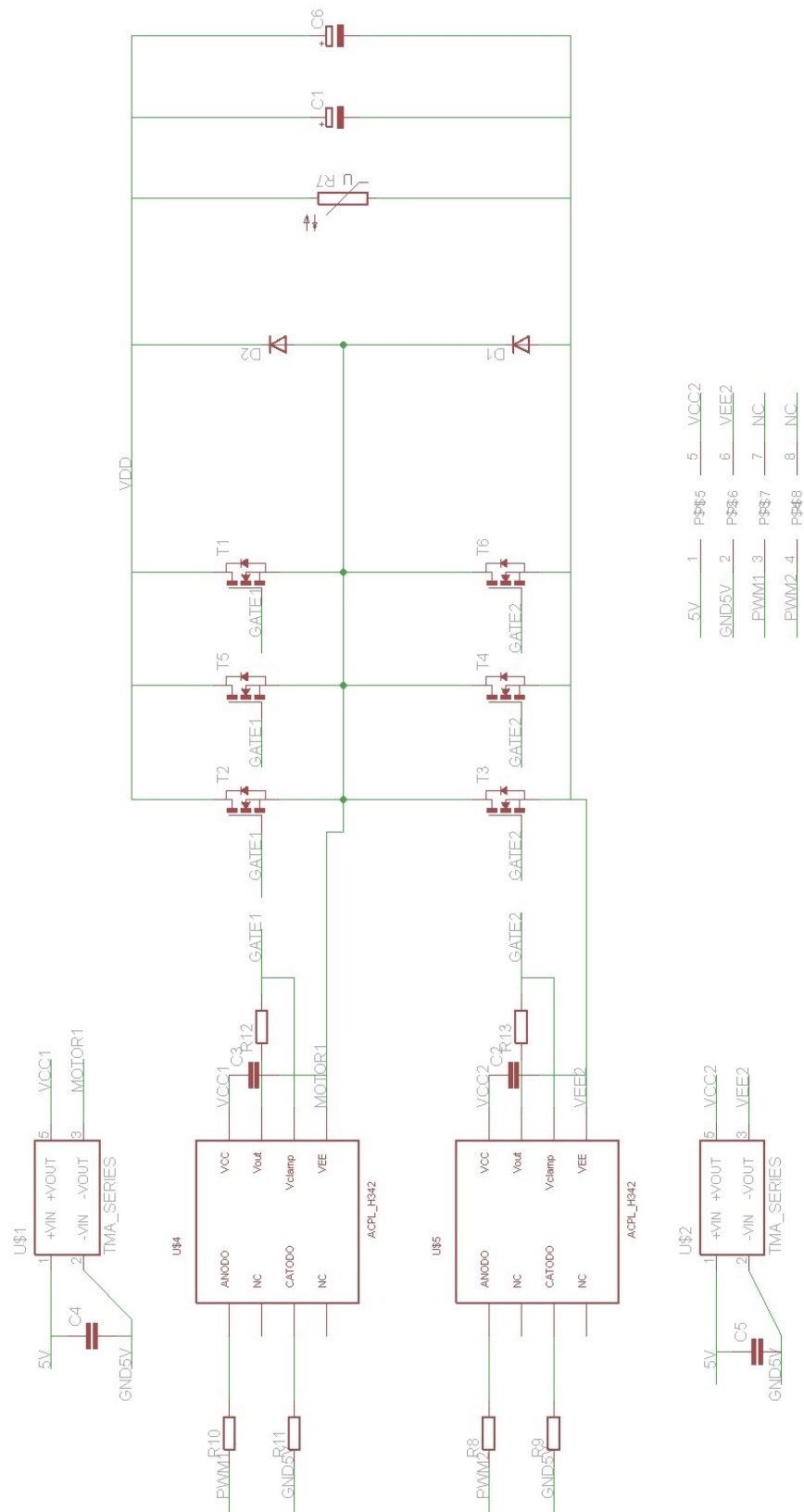


Figura 6.3: Esquema do circuito de um dos braços da ponte H

Na figura 6.2, está o esquema dos acopladores ópticos fornecido pelo fabricante. Com base nas recomendações do datasheet [35], calcularam-se os valores de  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_g$  da forma que a seguir se expõe. Uma vez que o sinal de PWM tem as suas tensões compreendidas entre 0 e 5V, que a corrente que circula no led (ligado entre os pinos 1 e 3) deve andar à volta dos 10mA e que a queda de tensão no led não deve ultrapassar os 1,6V, vem que:  $5 - R_1 * 0,01 - 1,6 - R_2 * 0,01 = 0 \Leftrightarrow R_1 + R_2 = 340$  se se fizer  $R_1 = 150\Omega$ , vem que  $R_2 = 190\Omega \approx 200\Omega$ . A corrente que flui no led passa então a ser de 9,7mA. O cálculo de  $R_g$  também foi feito com base nas especificações recomendadas pelo fabricante, pelo que  $R_g \geq \frac{(V_{cc}-V_{EE}-V_{OL})}{I_{OLPeak}} \Leftrightarrow R_g \geq \frac{15-0-2,3}{2,5} \Leftrightarrow R_g \geq 5,08\Omega$ . Como tal, escolheu-se o valor  $R_g = 6,8\Omega$ . Para fornecer a tensão de 15V entre o pino  $V_{CC}$  e  $V_{EE}$ , usaram-se fontes DC/DC isoladas (TME0515S da Traco Power [36]).

Após ter sido projectado o circuito, passou-se à construção da PCB, e posteriormente, à montagem da placa. Relativamente à PCB, foi preciso ter em atenção alguns factores, de modo a não comprometer o isolamento, entre os sinais de controlo e os de potência. Uma vez que  $\frac{di}{dt}$  pode tomar valores consideráveis, pois vão existir correntes bastante elevadas a fluir na placa, devem-se tentar manter as pistas, onde flui maior corrente, o mais curtas e largas possível. Deste modo, minimizam-se as indutâncias parasitas, a resistência e a queda de tensão na PCB. No desenho da PCB dos braços da ponte H, afastaram-se as linhas dos sinais de controlo, das linhas de potência, não comprometendo assim o isolamento dos sinais.

Pode ver-se na figura 6.4, o desenho da PCB feito para este circuito. As pistas onde circulam as maiores correntes, estão desenhadas a azul, na parte debaixo da placa. Os sinais de controlo estão desenhados, tanto quanto possível, do lado de cima da placa. Pode ainda verificar-se que, de modo a maximizar a área da pista de cobre, que faz a ligação a uma das fases do motor, se desenhou essa pista, tanto do lado de cima, como do lado de baixo da PCB. Uma observação a fazer, é que as pistas, que ligam a saída do *gate driver* à *gate* dos MOSFETS, são todas sensivelmente do mesmo tamanho. Isto foi propositadamente. Assim, a impedância que a *gate* ‘vê’ é, sensivelmente, a mesma para todos os transístores.

O aspecto final da placa, depois de montada, é mostrado na figura 6.5, onde se podem observar os dissipadores colocados nos transístores.

Passa-se agora à placa responsável pelas medidas da corrente e tensão e também pela carga da bateria de 12V já referida anteriormente.

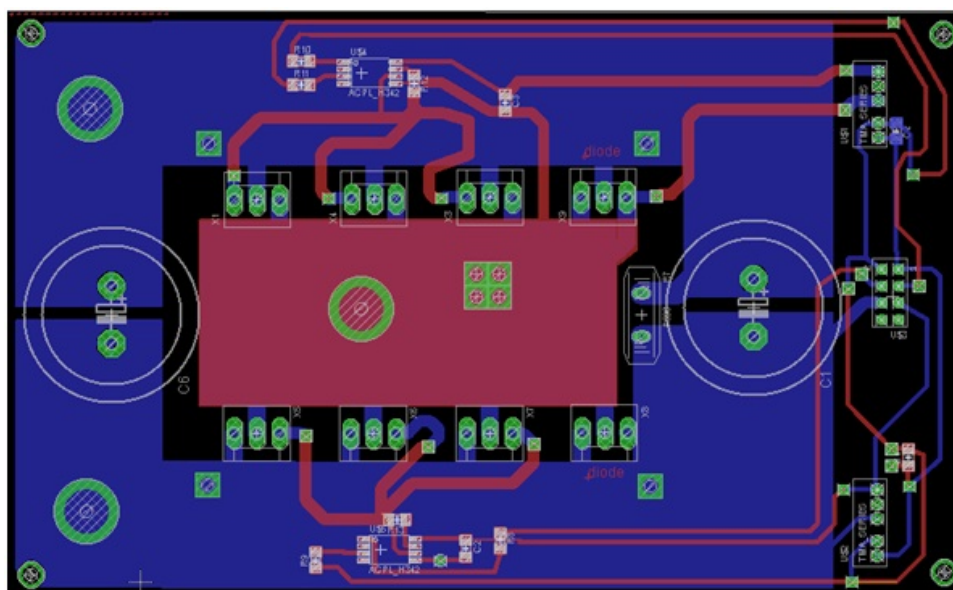


Figura 6.4: Desenho da PCB de um braço da ponte H

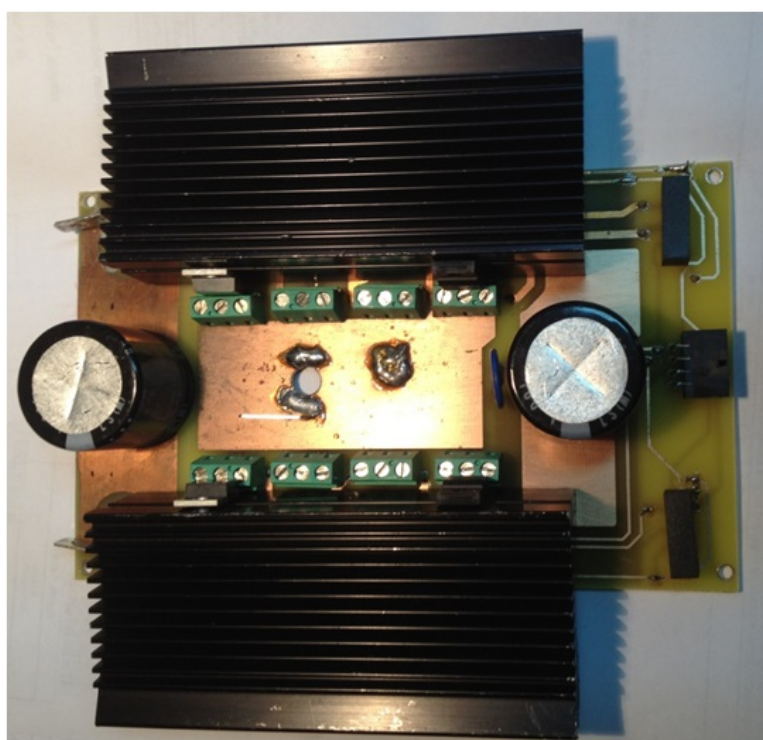


Figura 6.5: Aspecto final do braço da ponte H, depois de todos os componentes serem soldados

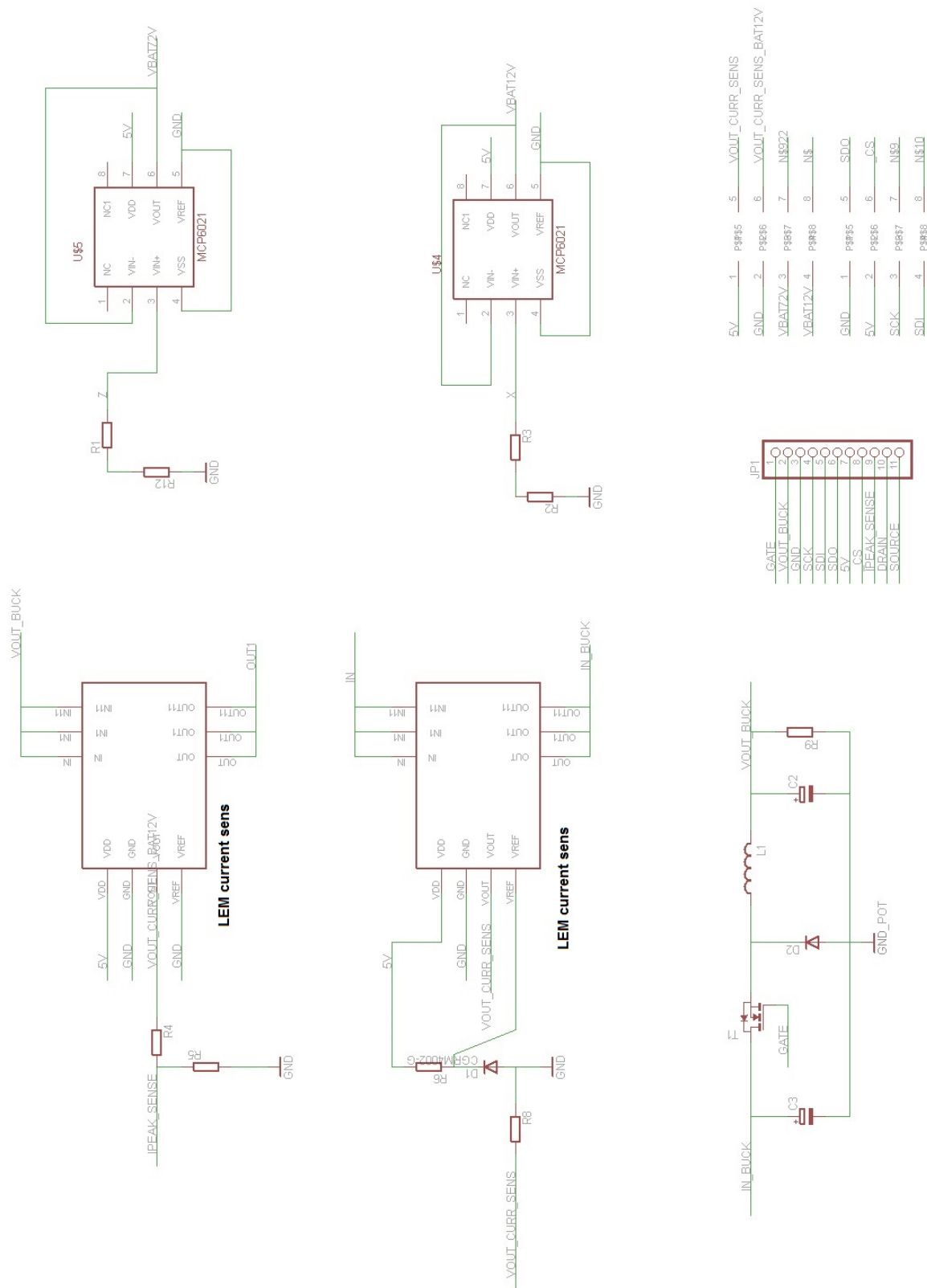


Figura 6.6: Esquema do circuito da placa de medidas

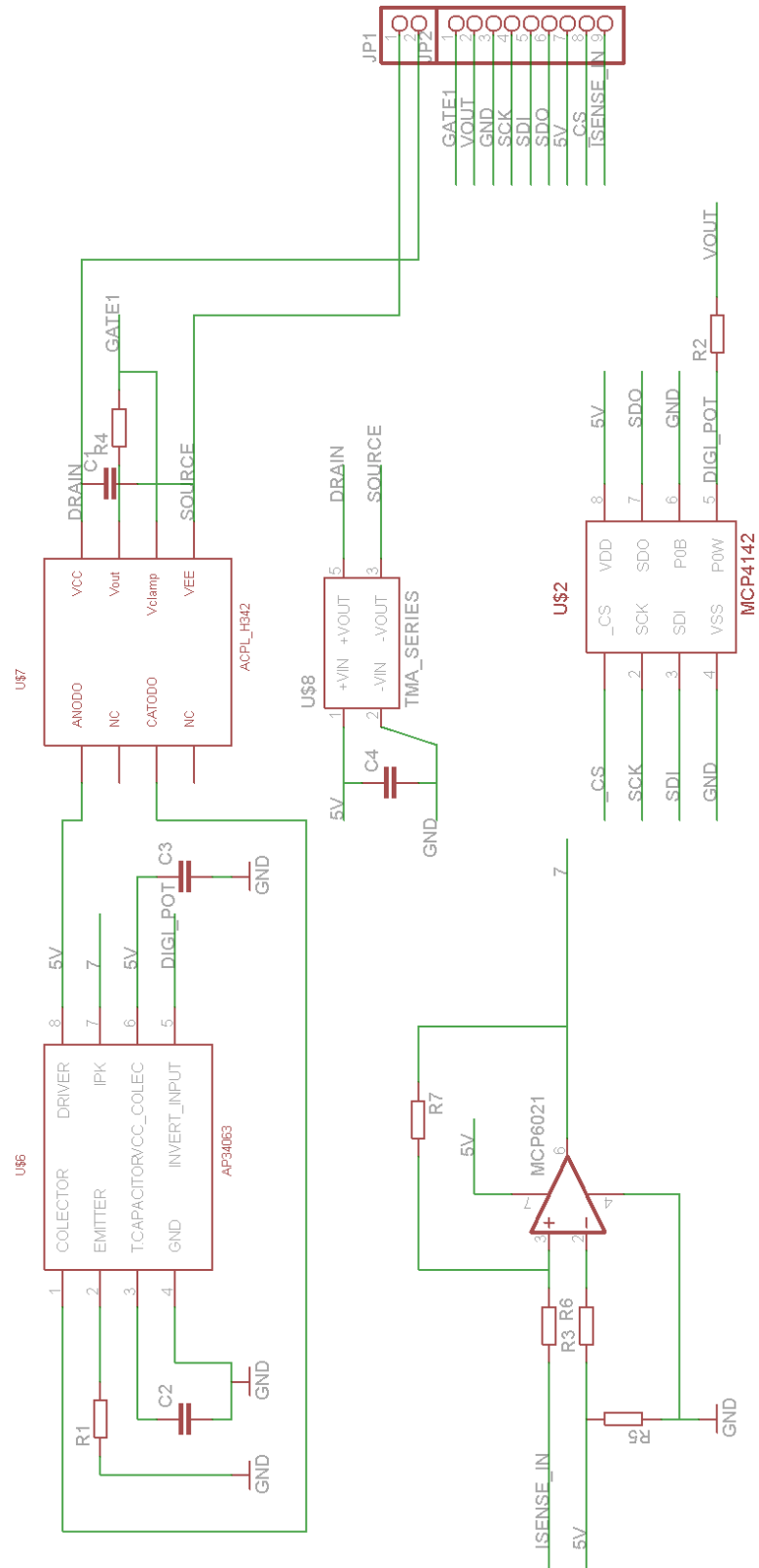
Ao olhar para o esquema da figura 6.6, identificam-se 3 tipos de circuitos distintos. Há dois sensores de *hall* - transdutores de corrente. Estes sensores possuem um orifício no centro, onde passa um condutor. Através do efeito de *hall*, a corrente que atravessa esse condutor gera uma diferença de potencial, a ela proporcional. Existem dois sensores de *hall* neste esquema. Um serve para medir a corrente que o flui para a ponte H e, conseqüentemente, para o motor. O outro serve para medir a corrente de carga da bateria de 12V. Ambos os sensores têm uma saída em tensão que varia entre os 0 e os 5V. No sensor que mede a corrente que flui para o motor, a entrada  $V_{ref}$  está ligada a uma fonte de referência de precisão de 2,5V, para centrar o sinal de saída em torno desse valor. Deste modo conseguem-se medir correntes que fluem nos dois sentidos. Uma vez que uma especificação destes sensores é que a carga mínima de saída tem que ser  $1k\Omega$ , foi necessário fazer com que a resistência equivalente, do ponto de vista da saída do sensor, correspondesse a esse valor. Daí resultou que  $R_8 = 1k\Omega$  e  $R_6 = 270\Omega$ . O valor de  $R_6$  foi assim escolhido de modo a que a referência de tensão (tipo paralelo) fosse polarizada com 10mA. No transdutor de corrente, que mede a corrente que flui para a bateria, não é necessário centrar o sinal de saída em nenhum valor, visto que a corrente só vai fluir nesse sentido. Deste modo utiliza-se toda a gama de valores de saída, para medir a corrente, o que confere mais resolução à medida feita. Na saída deste sensor foi colocado um divisor de tensão, que serve para dar uma amostra da tensão de saída do sensor, que é proporcional à corrente que flui através dele. Deste modo é feita uma amostragem da corrente, essa amostra é depois enviada para um circuito que controla a carga da bateria. Os valores das resistências do divisor são  $R_4 = 1k\Omega$  e  $R_5 = 180\Omega$ , mantendo assim uma resistência equivalente à saída do sensor, superior a  $1k\Omega$ .

Na figura 6.6, do lado direito, encontram-se dois divisores de tensão com um AMPOP *rail-to-rail* a servir de buffer de saída. Um dos divisores referidos é responsável por amostrar a tensão da bateria de 12V, o outro é o responsável por amostrar a tensão do banco de baterias, que tem um total de 6 baterias de 12V, logo 72V. Deste modo os valores escolhidos para as resistências foram  $R_2 = 2,55k\Omega$ ,  $R_3 = 10k\Omega$ ,  $R_1 = 100k\Omega$ ,  $R_{12} = 3,3k\Omega$ . As saídas dos divisores de tensão vão ser ligadas à ADC do microcontrolador. O *buffer* de saída serve para que a impedância de saída dos divisores seja baixa, e desse modo não interfira com os tempos de aquisição e amostragem da ADC.

Por fim, há um conversor *buck*, que juntamente com o seu sistema de controlo, são os responsáveis pela carga da bateria de 12V. A resistência  $R_9 = 500\Omega$  é a resistência de carga do conversor *buck*.

O circuito que controla o *buck* liga-se ao conector que se encontra na figura 6.6, do lado direito do circuito do *buck*. Relativamente à placa de controlo do conversor *buck*, o seu circuito está representado na figura 6.7.



Figura 6.7: Esquema do circuito da placa de controlo do *buck*

Para fazer o controlo do MOSFET integrante do conversor *buck*, foi utilizado um circuito integrado da Diodes, o AP34063. Este CI possui a funcionalidade de protecção de sobre-corrente no pino 7 (figura 6.8). A tensão entre o pino 6 e o pino 7 tem o valor de 0,45V, segundo o *datasheet* [37]. Como este CI não suporta as tensões e correntes necessárias para o efeito pretendido, foi necessário colocar elementos de potência externos, como o MOSFET e o diódo. Devido a este facto, foi necessário efectuar algumas mudanças no circuito. Uma vez que agora a tensão de alimentação do CI não é igual à tensão de entrada do conversor *buck*, a tensão que entra no pino 7 do CI não pode ser referente ao pino 6 (VCC). Calculou-se a corrente máxima que poderia fluir do conversor para a bateria, e esse valor é de 26A. Então a corrente que deve provocar uma queda de tensão de 450mV no pino 7 do CI é de 26A. Para tal utilizou-se um amplificador de diferenças, deste modo eliminou-se a tensão de modo comum, entre a tensão de alimentação do CI e a tensão de saída do transdutor de corrente. A tensão de saída do transdutor de corrente é proporcional à corrente que flui para a bateria. Tendo em conta o exposto, calcularam-se as resistências do circuito.  $R_3 = R_5 = R_6 = R_7 = 10k\Omega$ , que juntamente com as resistências  $R_4$  e  $R_5$  da placa das medidas (referida anteriormente) constituem o divisor resistivo. Quanto o transdutor de corrente indica que a corrente que está a fluir para a bateria é 26A, a tensão de entrada no pino 7 do CI é aproximadamente 450mV. A resistência  $R_1$  foi dimensionada de modo que corrente que flui no led do acoplador óptico seja cerca de 8mA, então  $R_1 = 1,2k\Omega$ . O acoplador óptico, juntamente com a fonte DC/DC isolada, servem para controlar o MOSFET do *buck*. O sinal de controlo do MOSFET é fornecido no pino 1 do CI. À semelhança do referido anteriormente aquando dos acopladores ópticos para a ponte H trifásica, a resistência  $R_4 = 6,8\Omega$ .

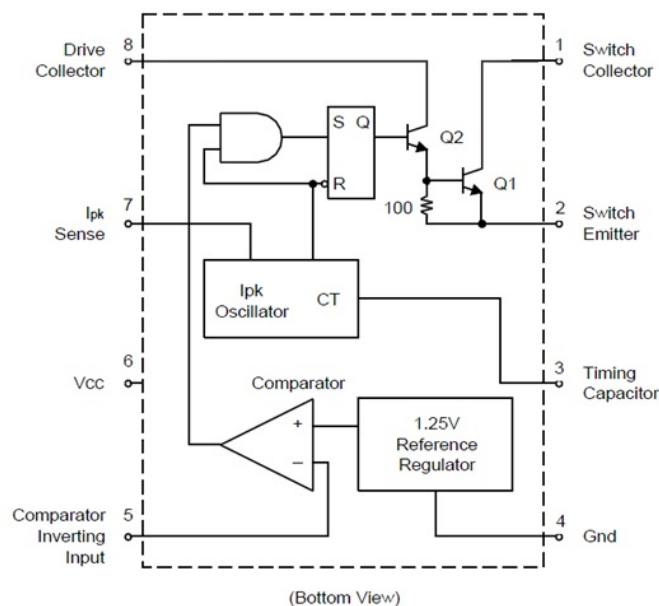


Figura 6.8: Esquema interno do controlador AP34063 [37]

O *set-point* de funcionamento do conversor *buck* é dado por um potenciômetro digital controlado pelo microcontrolador. O microcontrolador é o responsável por definir qual a corrente que deve fluir para a bateria. De tempos a tempos, o microcontrolador monitoriza o estado da bateria e define qual a quantidade de corrente que é necessário fornecer-lhe. O potenciômetro digital utilizado foi o MCP4142 que é controlado via SPI. O valor escolhido para a resistência  $R_2$  foi de  $30k\Omega$ , pois o divisor resistivo entre  $R_2$  e o potenciômetro digital tem que ser dimensionado, de modo a que a tensão de entrada no pino 5 do CI de controlo do *buck*, não exceda os 5V. Considerou-se uma tensão máxima de 18V na bateria, valor conservador.

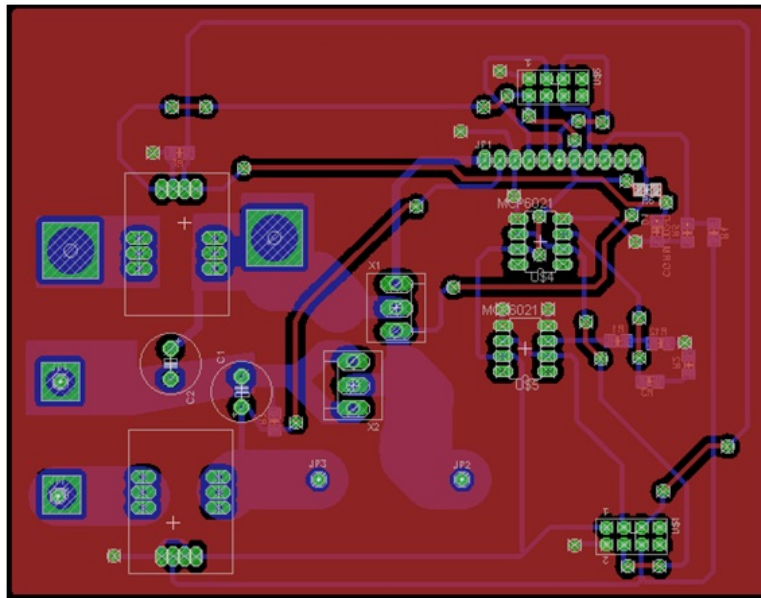


Figura 6.9: Desenho da PCB da placa de medidas

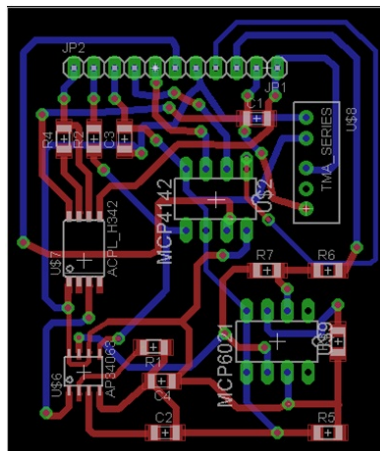


Figura 6.10: Desenho da PCB da placa de controlo do *buck*

A figura 6.9 representa o desenho da PCB da placa de medidas. Tal como se pode observar, do lado de baixo da placa, então as linhas que transportam os sinais de potência, tanto no conversor *buck*, como nos transdutores de corrente. A figura 6.10 mostra o desenho da PCB do circuito de controlo do *buck*.

Após a construção das PCB's, montou-se a placa de controlo do conversor *buck* no respectivo local da placa de medidas, tal como se pode observar na figura 6.11. É de notar, que por baixo da placa de controlo do *buck*, se encontram os AMPOP's e os divisores resistivos para monitorização das tensões.

Por último, passou-se à placa de controlo de todos os circuitos constituintes do controlador do motor BLDC, referidos anteriormente. Na figura 6.12, pode ver-se o circuito constituinte da placa de controlo.

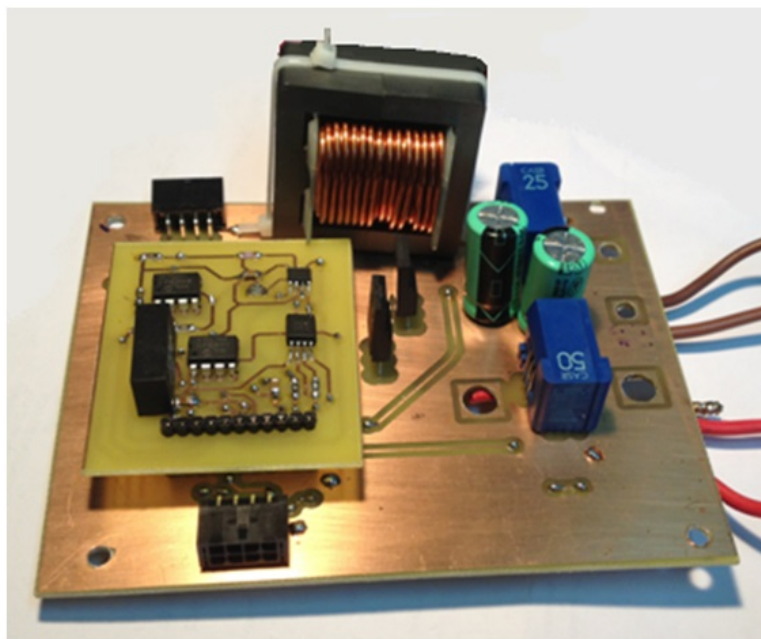
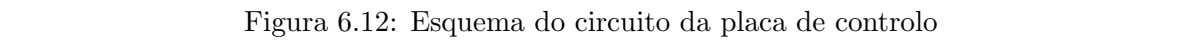


Figura 6.11: Aspecto final da placa de medidas, depois de todos os componentes serem soldados



Como já foi referido anteriormente, o microcontrolador escolhido foi o dsPIC33FJ16GS402. Na figura 6.12, pode ver-se o dsPIC bem como os componentes básicos para o seu funcionamento (regulador de tensão, botão de *reset*, filtro passa-baixo na entrada de alimentação analógica do dsPIC). Todo o circuito de controlo é alimentado por um conversor DC/DC isolado, cuja saída em tensão é de 5V. O conversor DC/DC é alimentado pela bateria de 12V, já referida anteriormente aquando do circuito de carga da mesma.

Por motivos de segurança, foi feita uma lógica de controlo que permite desabilitar por hardware, os PWM's de controlo do motor. O sinal de PWM é aplicado numa das entradas de uma porta lógica AND, o outro sinal aplicado na outra entrada, é um sinal de controlo que está sempre no nível lógico '1', excepto quando se carrega no botão  $S_2$ , que gera um sinal lógico '0' a ser aplicado. Ao carregar-se no botão  $S_2$ , os PWM's aplicados ao motor, são forçosamente '0'. Pelo que o motor pára, independentemente do software que está a correr no microcontrolador.

Nos pinos 15, 16 e 17 foram ligados os sensores de *hall* provenientes do motor BLDC. Estes sensores precisam de resistências de *pull-up*. Para o efeito foram usadas resistências de  $4,7k\Omega$  ( $R_7$ ,  $R_8$ ,  $R_{20}$ ). De modo a fazer uma pequena filtragem aos sinais provenientes dos sensores de *hall*, utilizou-se um filtro passa-baixo, para cada um dos sinais. Para esse efeito utilizaram-se  $R_4 = R_5 = R_6 = 1k\Omega$  e  $C_{12} = C_{13} = C_{14} = 10nF$ . O interruptor  $S_6$  permite controlar o sentido de rotação do motor. Para simular o acelerador e o travão são usados dois potenciômetros. O desenho da PCB da placa de controlo é mostrado na figura 6.13 e o aspecto final da placa na figura 6.14.

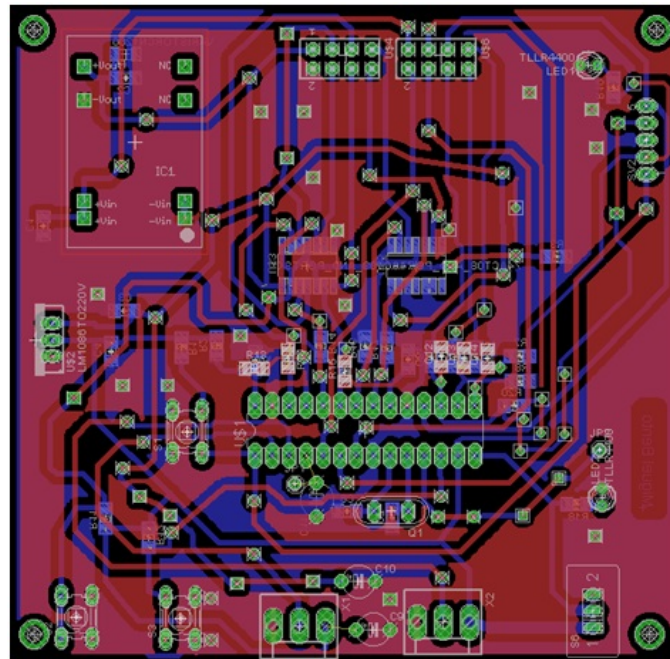


Figura 6.13: Desenho da PCB da placa de controlo





Figura 6.14: Aspecto final da placa de controlo, depois de todos os componentes terem sido soldados

## 6.2 Software/Firmware

Uma vez concluída a tarefa de desenhar os circuitos constituintes do controlador, passou-se à programação do microcontrolador, que é o responsável pelo controlo e modo de funcionamento de todo o sistema concebido. É no microcontrolador que se leem os sensores de *hall*, embutidos no motor e se determina a posição do rotor. O controlo da travagem regenerativa e o *cruise control*, são também tarefas mandadas executar pelo microcontrolador, figura 6.15.

Após estarem determinadas as principais características que deveriam existir no controlador, passou-se então à sua implementação. Antes de tudo, foram implementados os *device drivers*, que consistem nas configurações básicas de baixo nível para que o microcontrolador possa funcionar, são exemplos a configuração do PWM, da ADC, das *change input notifications*, do módulo da UART e do módulo de comunicação por SPI. Só depois destas funções estarem concluídas é que se pode proceder à programação de todo o controlo do hardware (figura 6.15).

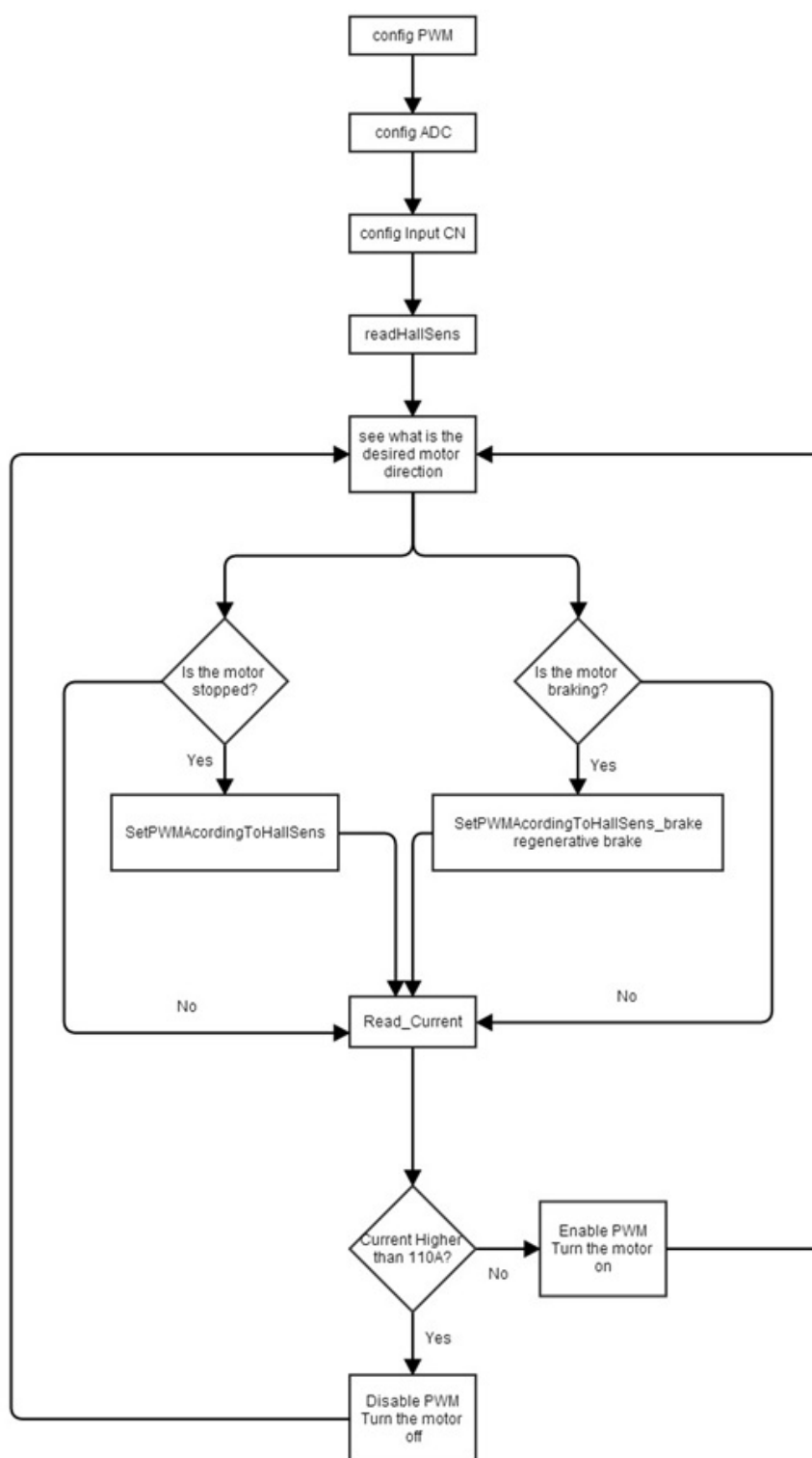


Figura 6.15: Fluxograma do código do controlador



Configuraram-se o PWM e a ADC. O PWM é essencial para o funcionamento do motor e a ADC é utilizada para ler os potenciômetros, que são os sensores da posição do travão e do acelerador (figura 6.14). A frequência utilizada para o PWM foi de 10kHz. Foi escolhida esta frequência porque quanto maior forem as frequências de comutação dos MOSFETS, maiores serão as suas perdas por comutação. Frequências muito baixas vão causar picos de corrente no motor. O *duty-cycle*, do sinal de PWM aplicado aos MOSFET's da ponte H, é dependente do valor lido pelos potenciômetros do travão e do acelerador. Se o potenciômetro do travão estiver abaixo de um determinado valor (muito próximo de zero), ele é desprezado e é lido o valor do potenciômetro do acelerador. Este valor é convertido numa escala de 0 até 100%, e é esse o valor do *duty-cycle*. É fornecida tanta potência ao motor, quanto maior for o valor do *duty-cycle* aplicado. Quando o valor do sensor de posição do pedal do travão começa a aumentar, o valor lido do acelerador é desprezado, tentando assim simular o que acontece nos carros com motor de combustão interna, onde não se pode acelerar e travar ao mesmo tempo, e quando isso acontece, o travão prevalece. Ao começar a travar, activa-se imediatamente a travagem regenerativa. A travagem é tanto mais intensa quanto maior for o valor lido pelo potenciômetro, que simula o travão. O método de travagem regenerativa utilizado neste controlador é o método que utiliza apenas um interruptor activo de cada vez. Utiliza-se este método, pois é mais eficaz para travagens relativamente rápidas e a velocidades não muito baixas.

Posteriormente à configuração da ADC e do PWM, configurou-se o módulo de *input change notification* em três pinos do microcontrolador, que serve para gerar uma interrupção cada vez que um sinal lá ligado altera o seu nível lógico de '0' para '1' ou vice-versa. Esta configuração é muito útil quando queremos ler a posição do rotor do motor utilizando sensores de *hall* para esse efeito. As 3 saídas dos sensores de *hall* foram ligadas a 3 entradas *input change notification*. Sempre que um desses sinais altera de estado lógico, uma interrupção é gerada. Na rotina de serviço a esta interrupção, faz-se a devida leitura dos sensores de *hall* e com base no sentido de rotação do motor e nas tabelas 4.1 e 4.2, faz-se a comutação do motor. Com base nos intervalos de tempo entre duas interrupções geradas pelas *input change notification* e com a ajuda de um *Timer* para contabilizar esse tempo, foi possível determinar a velocidade do motor, tal como a seguir se expõe.

$$temp = \frac{TMRI * 0,001}{PRI} + 0,001 * countTimer$$

onde *countTimer* é um contador que regista o número de interrupções geradas pelo *Timer* 1, que gera interrupções a 1Khz. Uma vez que  $1hz = 60rpm$ , então a  $velocidade = \frac{1}{temp} * 60$ .

A velocidade do motor é um parâmetro essencial quando se pretende implementar o *cruise control*. Para implementar o *cruise control* utilizou-se um controlador PID. A expressão do PID que relaciona a entrada com a saída é a que a seguir se apresenta.

$$u(t) = K_P(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt})$$

De modo a utilizar esta expressão no microcontrolador, foi necessário discretizá-la, pelo que a expressão do compensador fica [38]:

$$u(k) = K_p(e(k) + i(k-1) + \frac{h}{T_i}e(k) + T_d\frac{(e(k)-e(k-1))}{h})$$

Com base na equação anterior, implementou-se o controlador. Os parâmetros  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  foram determinados via tentativa-erro e o  $h$  foi colocado constante e igual a 1.

Tal como já foi referido no subcapítulo 4.3.4 (Métodos de controlo de um motor BLDC), a comutação nos motores BLDC pode ser efectuada de modo a obter-se uma FCEM sinusoidal ou trapezoidal. O método escolhido para construção deste controlador foi o trapezoidal. Escolheu-se este método, uma vez que o motor ao qual vai ser aplicado este controlador, não necessita de ter um controlo muito preciso a baixas velocidades. Como este controlador vai ser aplicado num carro eléctrico, as principais características necessárias são que o motor tenha elevado binário, simplicidade de controlo, as menores perdas possíveis, uma vez ser um sistema alimentado por baterias e onde a autonomia é um parâmetro crucial. Por outro lado, seria complicado implementar um controlo de comutação sinusoidal, visto que apenas estavam disponíveis sensores de *hall* para obter a posição do rotor, o que como se viu, é insuficiente para um controlo sinusoidal eficiente.

## Capítulo 7

# Apresentação dos resultados

Uma vez concluída toda a parte de construção e verificação do hardware, procedeu-se a uma série de testes, com o intuito de fazer debug do software e de avaliar o comportamento do controlador. Fizeram-se também ensaios ao comportamento do controlador, aquando da travagem regenerativa, quando o motor estava sobre uma carga mecânica variável - um motor AC trifásico a ele acoplado. Para fazer os testes ao controlador utilizou-se um bancada de ensaios (figura 7.1), constituída por um motor trifásico AC (SK 100L/2 IG21) e respectivo inversor (NORDAC 520E), por um osciloscópio (Hameg HMO 1024) e um multímetro, por sondas de corrente, por um banco de baterias e por uma fonte de alimentação para a lógica digital do controlador. O motor BLDC a ser testado, está ligado mecanicamente por uma correia ao motor AC, que pode ser "programado" como oferecendo binário resistente ou motriz, para simular a travagem regenerativa. A fonte de alimentação é ajustada para os 12V, de modo a simular uma bateria de 12V. O motor BLDC ilustrado na figura 7.1, é um motor de 2,5KW. Utilizou-se este motor, em detrimento do motor de 5KW, por questões de logística - este motor pôde ser facilmente montado na configuração referida.

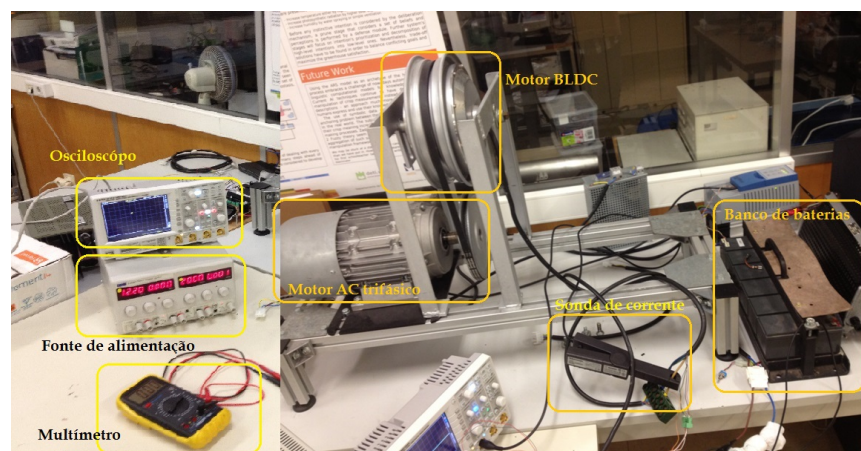


Figura 7.1: Bancada de ensaios do controlador e motor BLDC

## 7.1 PWM aplicado aos MOSFET's

Numa primeira etapa, começou por se testar se a comutação dos MOSFET's de potência estava a ser feita de acordo com o esperado. Para tal verificaram-se os sinais de controlo à saída do microcontrolador, utilizando o *logic analyser* do osciloscópio de sinais mistos.

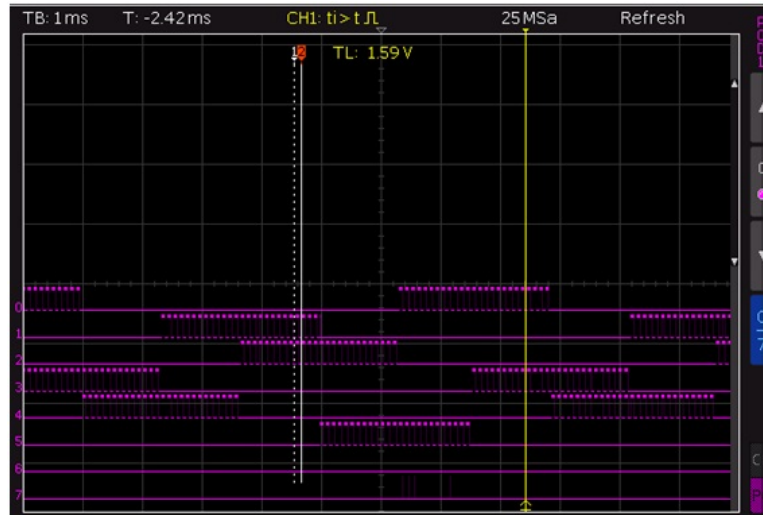


Figura 7.2: PWM à saída do microcontrolador

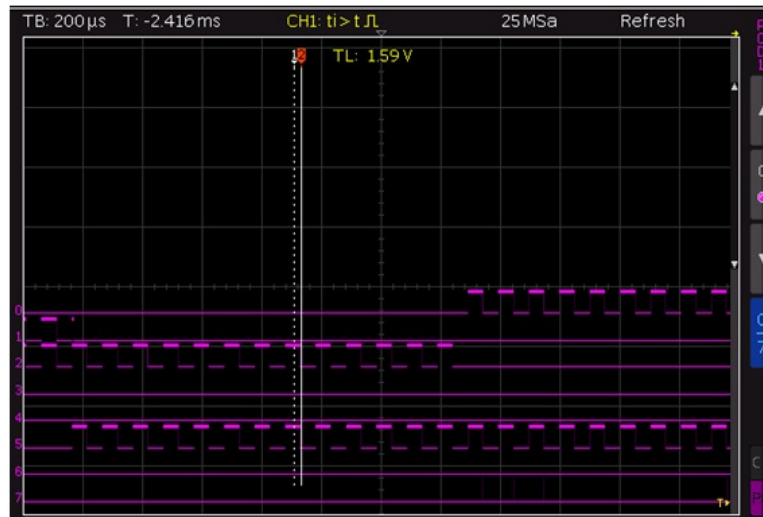


Figura 7.3: Pormenor dos *dead times* do PWM à saída do microcontrolador

Na figura 7.2, podem observar-se os sinais de PWM à saída do microcontrolador e que vão ser aplicados aos *gate drivers* e, posteriormente, às *gates* dos MOSFET's. Os sinais 0, 2 e 4 correspondem aos MOSFET's do *low side* e os sinais 1, 3 e 5 correspondem aos MOSFET's do *high side*. Os sinais 0 e 1 correspondem a um braço da ponte H, os 2 e 3 a outro braço e os 4 e 5 a outro. Tal como se pode observar, nunca existem dois sinais do mesmo braço da

ponte H activos ao mesmo tempo. Na figura 7.3, pode observar-se isso em maior pormenor.

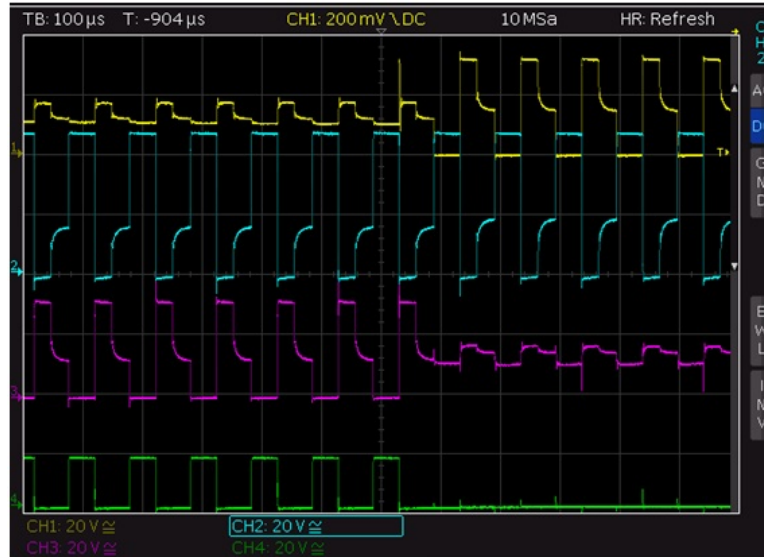


Figura 7.4: Sinais de PWM aplicados às gates dos MOSFET's

Na figura 7.4, podem observar-se os sinais aplicados nas *gates* dos MOSFET's. No CH1, CH2 e CH3 estão ilustrados os sinais aplicados nas 3 *gates* dos MOSFET's de todos os *high side* da ponte H. É de notar que os sinais foram medidos tendo como referência a massa. No CH4, pode observar-se o sinal de *gate* de um dos transístores do *low side* da ponte H. Como no *low side*, a *source* dos MOSFET's está ligada à massa, o sinal de  $V_{gs}$  é igual ao sinal medido entre a *gate* e a massa do circuito. Como o osciloscópio só possui 4 canais, não é possível mostrar os outros dois sinais aplicados aos transístores do *low side*, porém estes são semelhantes ao representado na figura 7.4 pelo CH4.

## 7.2 Controlo trapezoidal do motor

Com o motor em pleno funcionamento, será agora analisada a sua performance, no que toca ao seu controlo trapezoidal, para várias velocidades. Vai analisar-se a FCEM nos três enrolamentos do motor, bem como a tensão fase a fase.

Na figura 7.5, podem observar-se as formas de onda nos três enrolamentos do motor, utilizando como referência a massa das baterias. Analisando as formas de onda, pode constatar-se que as FCEM, nos enrolamentos do motor, constituem uma forma trapezoidal, tal como seria de esperar, uma vez que a estratégia de controlo utilizada é a trapezoidal.



Figura 7.5: Formas de onda da tensão nos três enrolamentos do motor

A figura 7.6 apresenta o esquema simplificado do circuito do motor utilizado para efectuar as medições representadas pelas formas de onda das figuras 7.7 e 7.8.

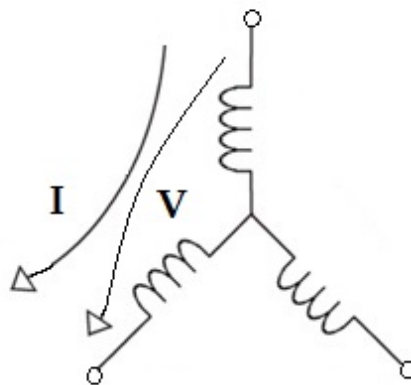


Figura 7.6: Esquema simplificado do circuito dos enrolamentos do motor

Na figura 7.7, são apresentadas as formas de onda da tensão fase a fase, entre dois enrolamentos do motor, bem como a corrente de fase. Para este caso específico, utilizou-se um *duty-cycle* de cerca de 50%. Pode observar-se que a tensão e a corrente estão desfasadas de  $90^\circ$ , tal como seria de esperar, visto tratar-se de uma bobina (enrolamento do motor).

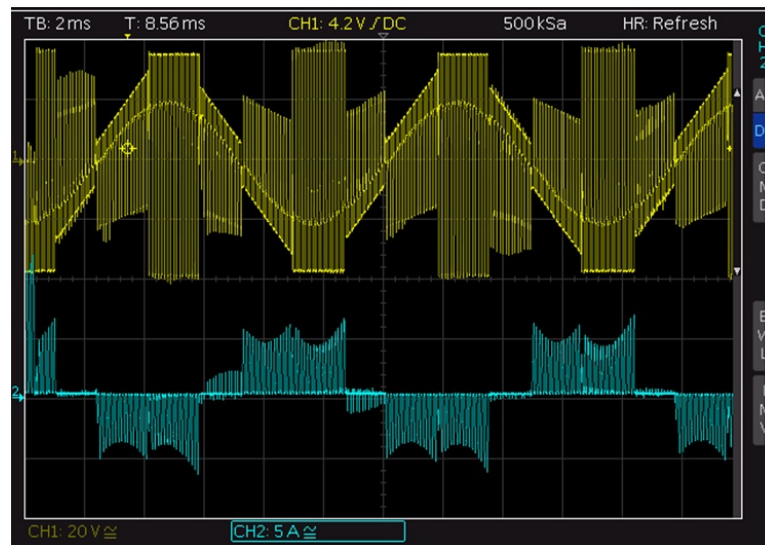


Figura 7.7: Formas de onda da tensão entre dois enrolamentos do motor e da corrente que os percorre para 50% de *duty-cycle*

Na figura 7.8, estão representadas as mesmas formas de onda que na figura 7.7, porém agora o *duty-cycle* é de 100%. Pode observar-se que a tensão entre duas fases do motor é aproximadamente trapezoidal e que a corrente de fase está desfasada de  $90^\circ$ , relativamente à tensão.

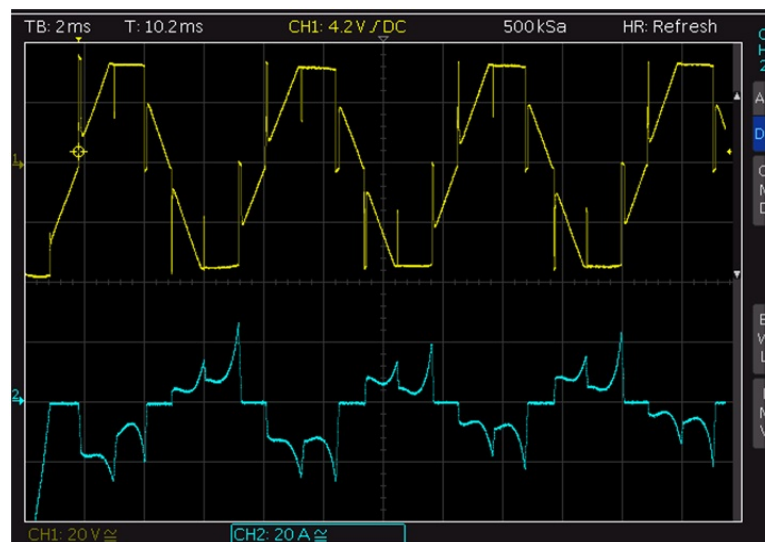


Figura 7.8: Formas de onda da tensão entre dois enrolamentos do motor e da corrente que os percorre para 100% de *duty-cycle*



### 7.3 Eficiência do motor e do controlador

Nesta fase do trabalho vão efectuar-se testes ao motor e ao controlador, de modo a determinar as suas eficiências e consumos energéticos. Começando pela lógica de controlo da ponte H, que inclui os acopladores ópticos e as fontes isoladas nas placas da ponte H, mediu-se a corrente consumida, cerca de 178mA. A tensão de alimentação da lógica de controlo é 12V. Pode então inferir-se que a potência consumida pelo hardware de controlo da ponte H é de 2,14W.

Para determinar a potência consumida pelo hardware de potência, colocou-se uma resistência de  $7\Omega$ , ligada à fonte de um MOSFET da ponte H e á massa de um banco de baterias de 36V. Verificou-se que a corrente que atravessa o transistor é cerca de 5,12A. Mediu-se a queda de tensão, entre o dreno e a fonte do MOSFET e verificou-se que esta é cerca de 43,46mV - medidas efectuadas com o transistor em comutação. Então, conclui-se que a potência dissipada no transistor é cerca de 223mW. Como a ponte H é constituída por 6 transístores e cada um deles consome 223mW, a potência total dissipada é 1,35W. Como o banco de baterias tem 36V e a corrente que flui para a resistência é cerca de 5,12A, tem-se uma potência de 184,32W entregues à carga. A eficiência do sistema para esta situação é  $\frac{184,32}{1,35+184,32+2,12} * 100 = 98,12\%$ . É de notar que para estes testes, apenas se utilizaram 6 MOSFET's na ponte H. Não se colocaram 3 MOSFET's em paralelo.

Repetiu-se a experiência anterior para outros valores de potências (figura 7.9) e os resultados são apresentados na tabela seguinte.

$V_{ds}$ (mV)	$I_{ds}$ (A)	Potência dissipada em cada MOSFET (W)	Potência dissipada em todos os MOSFET's (W)	Potência entregue à carga (W)	Rendimento (%)
43,46	5,12	0,223	1,35	184,32	98,2
168,25	15,68	2,64	15,84	564,48	96,9
222,4	20,21	4,5	27	727,56	96,2
337,47	26,77	9,03	54,18	1151,1	95,3

Tabela 7.1: Valores experimentais para teste da eficiência do controlador



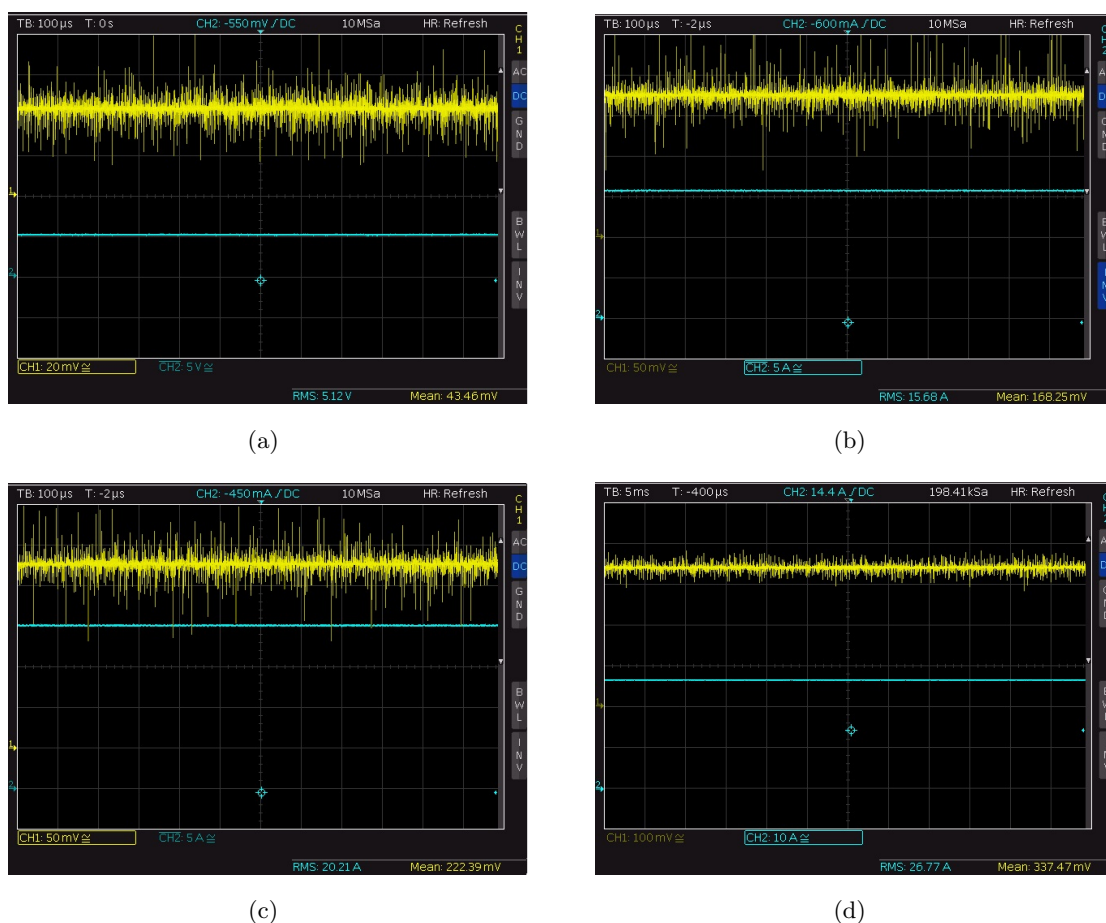


Figura 7.9: CH1 (Amarelo) – tensão  $V_{ds}$  no MOSFET do *high side* da ponte, CH2 (Azul) – corrente  $I_{ds}$  para os vários testes efectuados

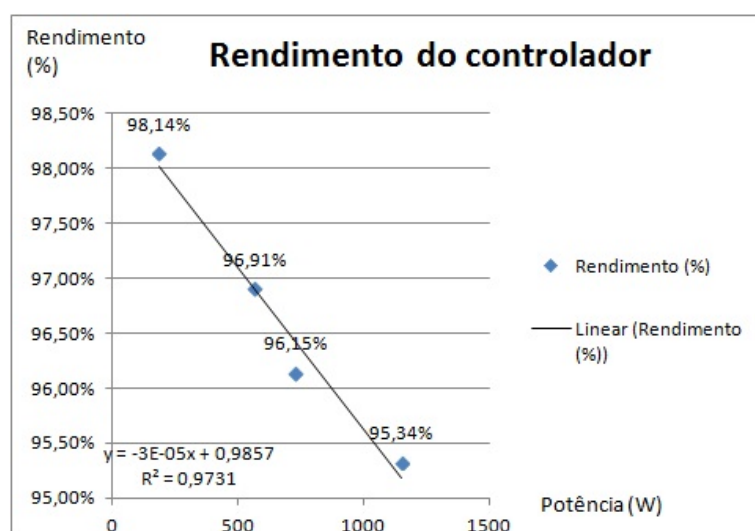


Figura 7.10: Eficiência do controlador. Gráfico Rendimento-Potência

Observando a recta de regressão representada na figura 7.10, pode calcular-se uma estimativa da eficiência para a potência nominal do motor, onde vai ser aplicado este controlador – 5kw. Para uma potência de 5kw, estima-se que a eficiência do controlador seja de 83,6%. De modo a melhorar a eficiência do controlador, podem substituir-se os MOSFET's de potência da ponte H trifásica, por uns cuja resistência  $R_{ds-on}$  seja o mais pequena possível.

Uma vez efectuados os testes para determinar a eficiência do controlador, procedeu-se aos testes de potência e eficiência mecânicas do motor BLDC. A potência mecânica é dada por  $P(W) = \frac{T_m * 2 * \pi * \omega_m}{60}$ , onde  $T_m$  é o binário desenvolvido pelo motor em N.m e  $\omega_m$  é a velocidade angular do motor em rpm. De modo a determinar a eficiência do motor, mediu-se a potência eléctrica entregue ao motor e posteriormente, mediu-se o binário e a velocidade produzidos pelo motor, para diversas situações de carga, de modo a poder calcular-se a quantidade de potência eléctrica, que é convertida em potência mecânica.

Tensão aplicada ao motor (V)	Corrente aplicada ao motor (A)	Potência eléctrica (W)	Binário produzido (N.m)	Vel. atingida (rpm)	Potência mecânica (W)	Eficiência (%)
21,09	3,26	68,8	5,10	123	66,6	96,81
25,74	5,86	150,8	5,29	256	145,3	96,32
28,70	8,28	237,6	6,45	330	228,0	95,96
30,29	11,89	360,2	7,94	403	344,5	95,63

Tabela 7.2: Valores experimentais para teste da eficiência do motor

Os valores do rendimento do motor são inferiores aos valores reais, uma vez que as medidas estão afectadas de um erro inerente ao escorregamento da correia da montagem, fig. 7.1.

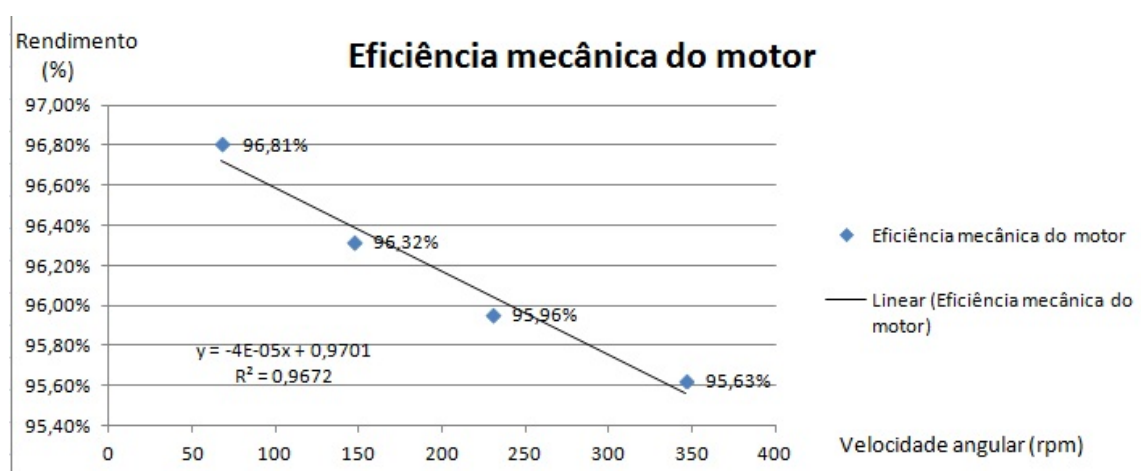


Figura 7.11: Eficiência do motor. Gráfico Rendimento-Potência mecânica

Observando a recta de regressão representada na figura 7.11, pode calcular-se uma estimativa da eficiência do motor, para a sua potência nominal - 2,5kw. Estima-se uma eficiência de 87,01% para o motor a plena potência. Para efectuar estes testes utilizou-se, como já referido, um motor de 2,5kw, porém o controlador irá ser aplicado a um motor de 5KW.

## 7.4 Controlo em malha fechada – o *cruise control*

Tal como foi apresentado no Capítulo 6.2, foi implementado um sistema de *cruise control* para o motor. O *cruise control* é um sistema que mantém constante a velocidade do veículo, previamente definida. Como no presente caso, o sistema ainda não está aplicado num veículo, o que se mantém constante é a velocidade do motor. O algoritmo de controlo utilizado para esse efeito foi o de um controlador PID. A velocidade de referência é fornecida pelo potenciômetro que simula o acelerador. Após ser configurada uma velocidade de referência, o controlador PID age de modo a que essa velocidade seja estabelecida e tenta contrariar alguma variação a esse valor. O controlador PID vai actuar no PWM aplicado à *gate* dos MOSFET's, fazendo com que a velocidade do motor se mantenha constante, consoante as perturbações à velocidade de referência.

De modo a implementar o controlador PID, é necessário configurar os seus parâmetros –  $K_I$ ,  $K_P$ ,  $T_D$ . Estes parâmetros foram afinados manualmente e com a ajuda de três potenciômetros, um para cada um destes parâmetros. Para poder observar a resposta do controlador, para uma determinada velocidade e determinados parâmetros do controlador, foi desenvolvido um *script* em MATLAB. Este *script* comunica com o microcontrolador via UART. O microcontrolador fornece ao MATLAB a velocidade em função do tempo, posteriormente o MATLAB desenha o gráfico velocidade-tempo da resposta do controlador PID, para um determinado *set-point* de velocidade. Antes de começar a fazer o ajuste dos parâmetros do controlador é importante saber qual a influência de cada um deles na resposta do sistema. O parâmetro  $K_I$  é o responsável por eliminar o erro em regime estacionário, porém deteriora a resposta em regime transitório e pode aumentar o *overshoot*. O  $K_P$  é o ganho do sistema e contribui para a diminuição do erro em regime estacionário, porém aumenta o *overshoot* e degrada a estabilidade do sistema. Por último o  $T_D$  contribui para um melhoramento da resposta transitória do sistema, porém degrada a resposta em regime estacionário.

De seguida são apresentados alguns desses gráficos, na tentativa de afinar os parâmetros do controlador.

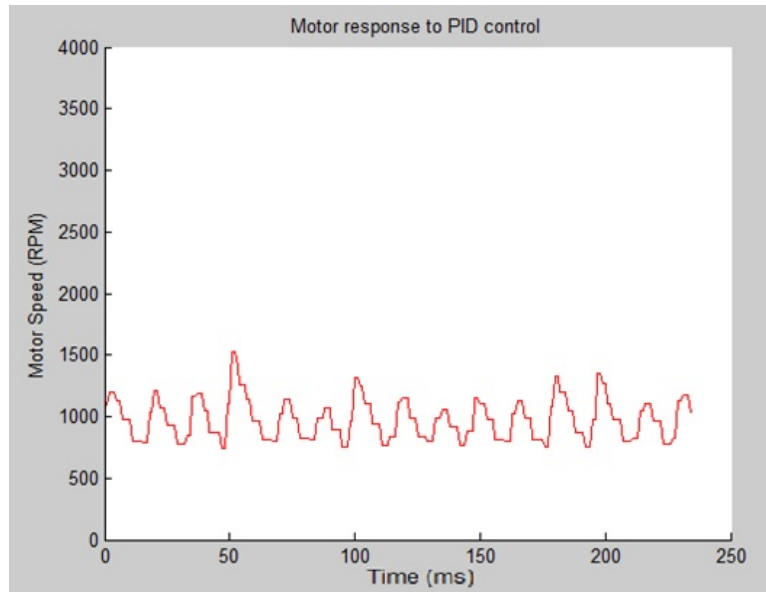


Figura 7.12: Resposta do sistema com PID, para os parâmetros  $K_P = 10$ ,  $K_I = 0.00001$ ,  $T_D = 0.0$  e *set-point* de velocidade = 1000 rpm

Na figura 7.12 pode observar-se que a resposta do controlador oscila em torno do valor final da velocidade definida, pelo que é necessário aumentar o  $K_I$ .

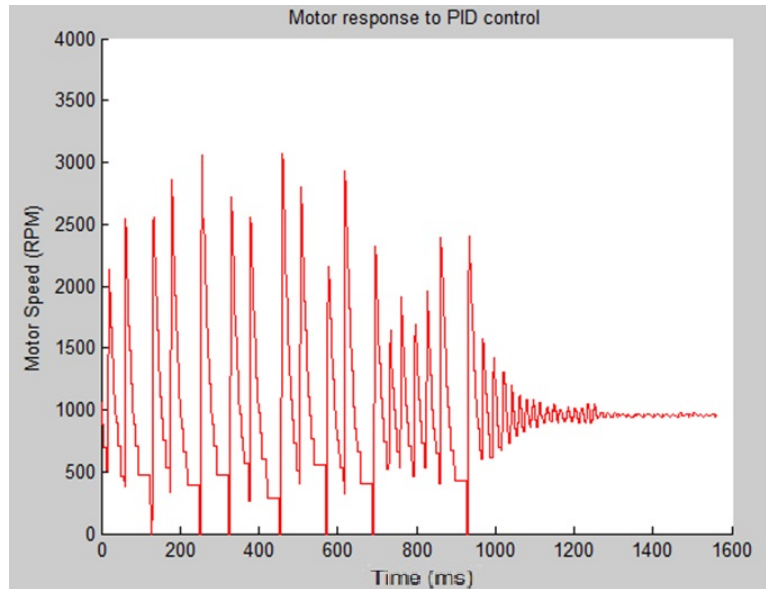


Figura 7.13: Resposta do sistema com PID, para os parâmetros  $K_P=4.0$ ,  $K_I=0.5$ ,  $T_D=0.0$  e *set-point* de velocidade = 1000 rpm

Na figura 7.13, pode observar-se que com o aumento do  $K_I$ , o erro em regime estacionário é eliminado, porém a resposta transitória do sistema deteriorou-se e o *overshoot* teve um aumento enorme, pelo que deve-se diminuir o  $K_P$ .

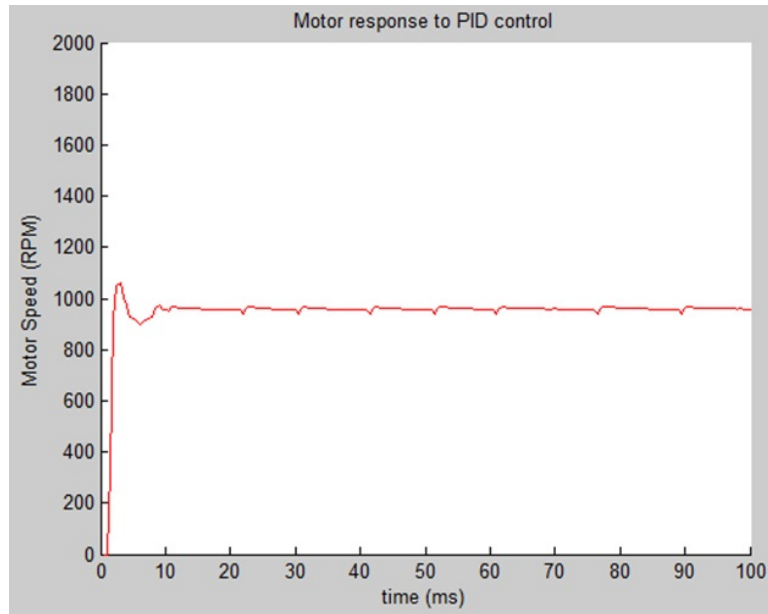


Figura 7.14: Resposta do sistema com PID, para os parâmetros  $K_P=1.2$ ,  $K_I=0.46$ ,  $T_D=0.0$  e *set-point* de velocidade = 1000 rpm

Na figura 7.14, observa-se que há um ligeiro *overshoot*, pelo que se vai diminuir o  $K_P$  e o  $K_I$ , e aumentar o  $T_D$ .

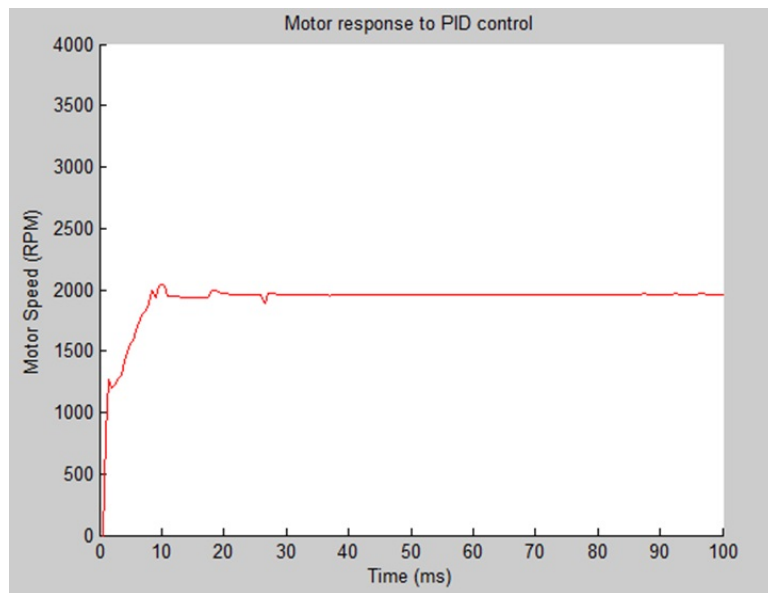


Figura 7.15: Resposta do sistema com PID, para os parâmetros  $K_P=0.7$ ,  $K_I=0.21$ ,  $T_D=0.43$  e *set-point* de velocidade = 2000 rpm

Observando a figura 7.15, pode constatar-se, que com a diminuição do  $K_P$  e aumento do  $T_D$ , se eliminou o *overshoot*. Pode ainda observar-se que o erro em regime estacionário é

nulo e que o tempo de estabelecimento é cerca de 10ms. Os parâmetros finais utilizados no controlador PID foram então encontrados:  $K_P = 0,7$ ;  $K_I=0,21$ ;  $T_D=0,43$ .

Uma vez encontrados os parâmetros do controlador PID, fizeram-se alguns testes de funcionamento ao sistema de *cruise control*. Primeiro colocou-se o *set-point* do sistema a 2000 rpm e esperou-se que o sistema estabilizasse na velocidade pretendida (10ms), posteriormente, introduziu-se uma carga mecânica no motor (35ms) e esperou-se que este voltasse a estabilizar e, por fim, retirou-se essa carga (60ms) e o sistema voltou a estabilizar na velocidade pretendida (figura 7.16).

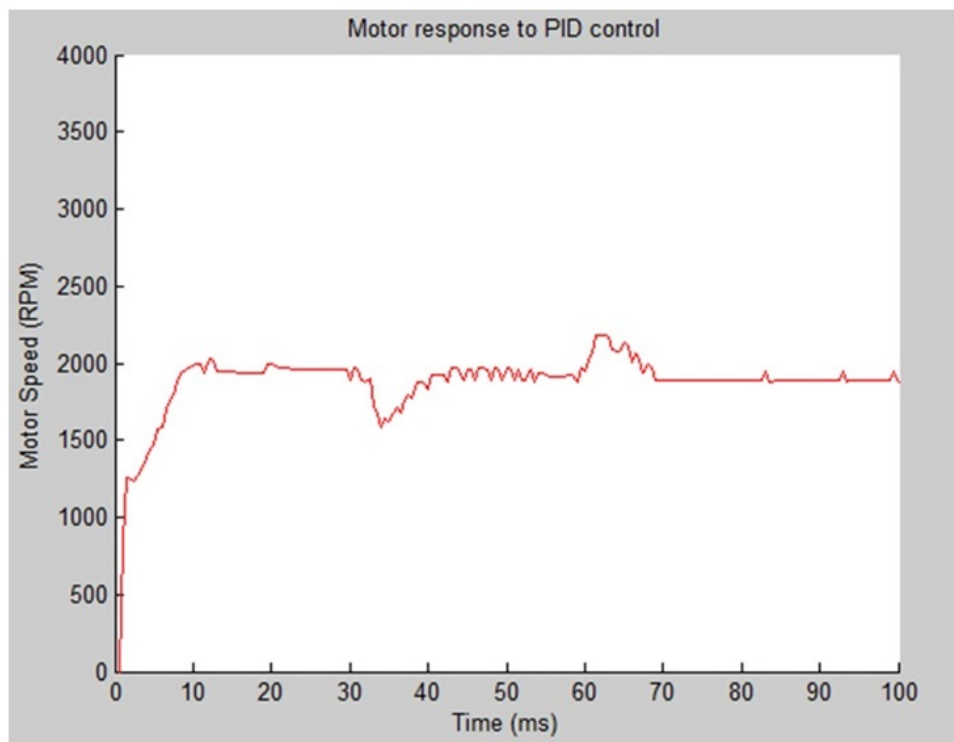


Figura 7.16: Teste da resposta do PID com perturbação do sistema

O outro teste efectuado ao *cruise control* está ilustrado na figura 7.17. Inicialmente definiu-se o *set point* para 500 rpm. Pode constatar-se que existe um pico de *overshoot*, que se deve ao facto de o motor não conseguir arrancar com tão pouca energia, pelo que o controlador vai aumentando o PWM aplicado nas *gates* dos MOSFET's até que o motor começa a rodar. Neste instante, o motor já não necessita de tanta energia para se manter em movimento nas 500rpm, pelo que o controlador diminui o PWM aplicado. Posteriormente vai-se aumentando o *set-point* do sistema e observa-se a sua resposta para vários *set-poits*, até ao máximo de 3000rpm, ponto a partir do qual se começa a diminuir gradualmente o *set-point* e de cada vez que se diminui, espera-se que o sistema estabilize.

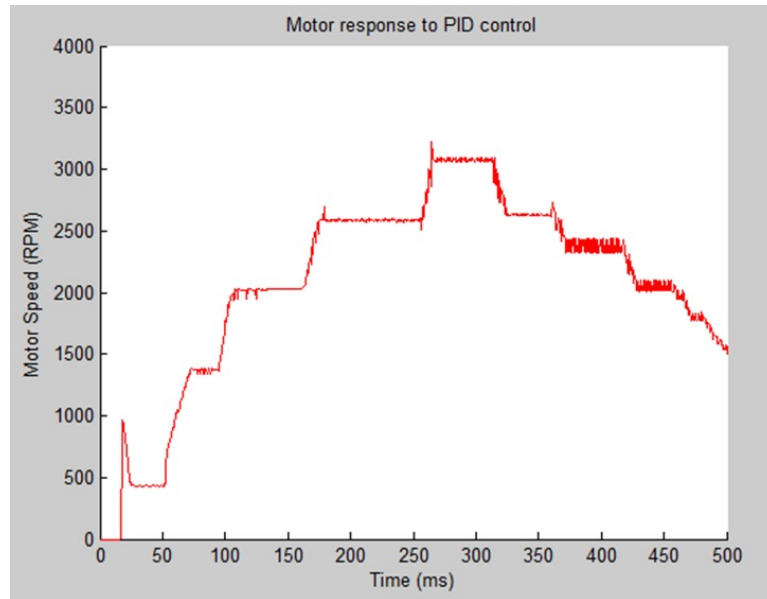


Figura 7.17: Teste da resposta do PID para varias velocidades de *set point*

## 7.5 Travagem regenerativa

Como já referido anteriormente, no Capítulo 6.2, o método de travagem regenerativa utilizado foi o método em que apenas se utiliza um interruptor activo de cada vez, tal como mostra a figura 5.2 a). Para fazer os testes de travagem regenerativa ao motor BLDC, utilizou-se como carga mecânica o motor AC trifásico ligado ao BLDC, através de uma correia, tal como se pode observar na figura 7.1. Colocou-se então o motor AC em andamento a 660 rpm e com um binário de 7,3 N.m. Utilizou-se o motor BLDC para travar o motor AC até quase 0 rpm (fig. 7.18).

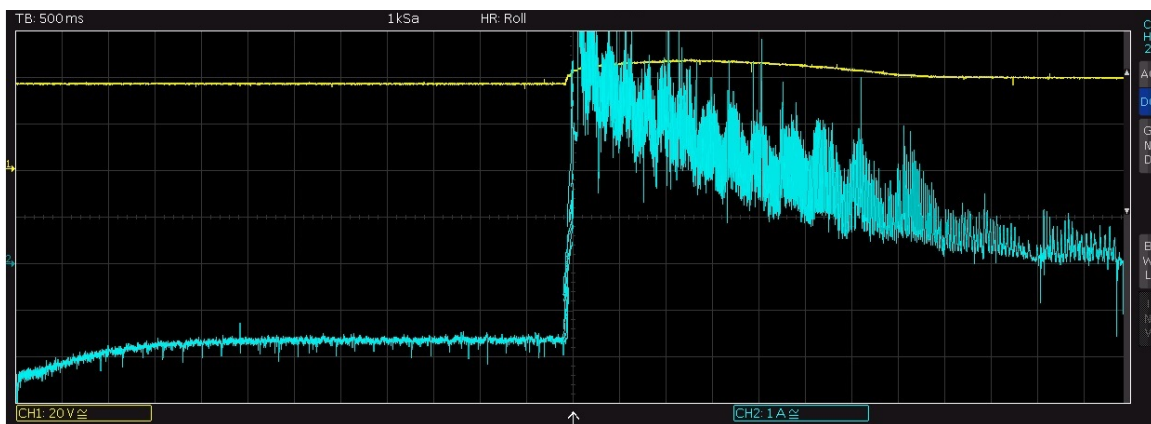


Figura 7.18: Corrente que flui de e para o banco de baterias (CH2-azul); Tensão do banco de baterias (CH1-Amarelo)



Posteriormente, repetiu-se a experiência anterior, mas agora colocou-se o motor AC em andamento a 570 rpm e com um binário de 5 N.m (figura 7.19).

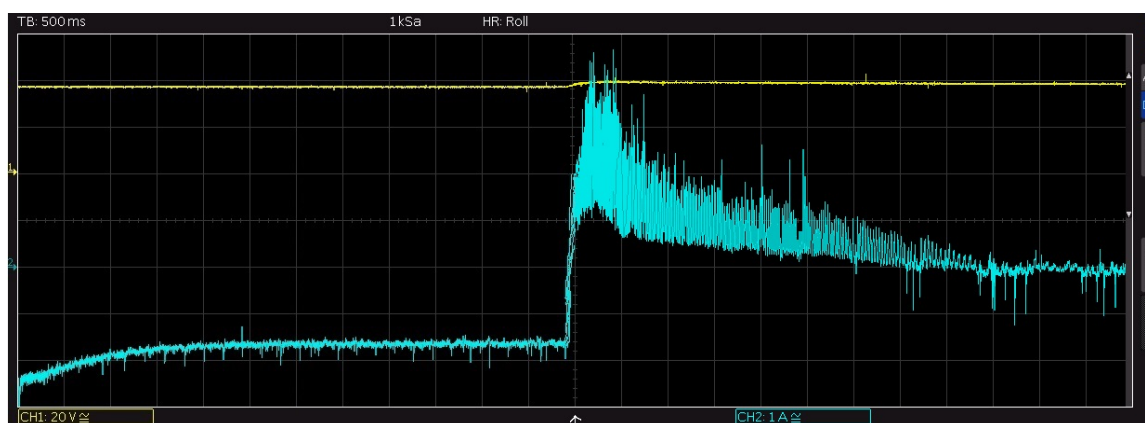


Figura 7.19: Corrente que flui de e para o banco de baterias (CH2-azul); Tensão do banco de baterias (CH1-Amarelo)

Na figura 7.19, pode constatar-se que a corrente injectada na bateria é inferior à da experiência anterior, o que seria de esperar, uma vez que o motor AC está programado para uma velocidade e binário inferiores.

Constatou-se que em ambos os casos, o binário que o motor AC impunha, quando o motor BLDC estava a travar ao máximo e ambos os motores estavam parados, era de cerca de 7,3 N.m (valor máximo programado no controlador do motor AC).

Nas figuras 7.18 e 7.19, podem observar-se as formas de onda da tensão e da corrente no barramento DC. Começou por ligar-se o motor AC, a servir de carga mecânica, ao motor BLDC. Posteriormente, acelerou-se o motor BLDC, desde o instante inicial até ao instante marcado por uma seta branca no centro das figuras, momento a partir do qual se inicia a travagem regenerativa. Inicialmente está a consumir-se corrente das baterias, o que seria de esperar, uma vez que se está a acelerar o motor. Pode constatar-se que a tensão no barramento DC aumenta, quando se inicia a travagem regenerativa e se injecta corrente para as baterias, tal como deveria acontecer, uma vez que a bateria está a receber energia.

Na figura 7.20, estão representadas as formas de onda da tensão e da corrente num dos enrolamentos do motor, quando se está a travar regenerativamente. A vermelho, está representada a forma de onda da potência  $((\text{tensão-CH1}) * (\text{corrente-CH2}))$  gerada em cada um dos enrolamentos. A potência fornecida à bateria é a soma de todas as potências geradas em cada um dos enrolamentos.



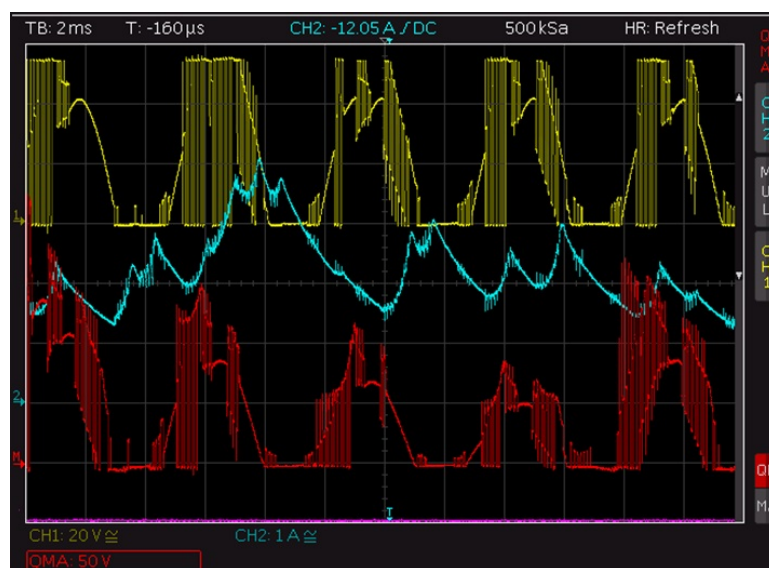


Figura 7.20: Tensão aos terminais de um enrolamento do motor quando se está a fazer travagem regenerativa (CH1-Amarelo), corrente que flui nesse mesmo enrolamento (CH2-azul) e potência produzida no enrolamento (Vermelho)



## Capítulo 8

# Conclusões e trabalhos futuros

### 8.1 Conclusão

Esta dissertação focou-se no projecto e construção de um controlador para motor BLDC, com características adequadas à aplicação do controlador num veículo eléctrico.

O sistema desenvolvido permitiu verificar a elevada eficiência dos motores BLDC, bem como a dependência directa entre a eficiência do controlador e dos transístores escolhidos para integrar a ponte H trifásica. Partindo do controlo trapezoidal de motores BLDC, foi possível observar o comportamento do controlador e do motor, quando este era sujeito a uma carga mecânica variável (motor AC ligado através de uma correia).

Demonstrou-se ser possível carregar a bateria, aproveitando a energia da travagem. Segundo os testes efectuados mostrou-se que, utilizando apenas o controlador usando para colocar o motor em funcionamento, é possível fazer travagem regenerativa e elevar a tensão produzida pelo motor, para um valor mais adequado de modo fornecer energia à bateria.

O *cruise control* é um sistema muito importante utilizado nos automóveis actuais. Com a implementação de um sistema em malha fechada, através da utilização de um algoritmo de controlo PID, foi possível implementar o *cruise control*. Mostrou-se que com um controlador PID, devidamente calibrado, se podem obter resultados bastante satisfatórios.

De um modo geral, pode dizer-se que neste trabalho foram atingidos objectivos importantes, que confirmaram alguns dos resultados esperados teoricamente. Porém, há sempre espaço para melhorar o que foi feito.

### 8.2 Trabalhos futuros

A etapa seguinte, no desenvolvimento deste projecto, será a implementação de software de monitorização e controlo da temperatura interna do motor, utilizando para isso apenas o hardware já implementado. Uma possível maneira de se conseguir isto seria calcular a temperatura do motor, através da variação da resistividade do cobre com a temperatura.

Foi referido no Capítulo 6.1, que se implementou hardware capaz de fazer a carga de uma bateria de 12V. Porém, uma vez que não são conhecidos os valores exactos de consumo dos circuitos ligados a essa bateria, o software responsável pelo controlo de carga da bateria, não foi implementado. No futuro, quando o controlador for integrado no carro eléctrico e se conhecerem esses valores, deve implementar-se o software em causa.

Relativamente ao hardware, uma melhoria que deve ser implementada numa versão futura do protótipo é a protecção contra sobrecorrente por hardware, uma vez que na versão actual apenas existe protecção por software. De modo a integrar o controlador do motor num veículo eléctrico, seria interessante implementar um sistema de comunicação CAN. Deste modo seria possível haver comunicação entre o controlador do motor, a unidade de controlo electrónica do automóvel e o acelerador e travão que irão estar fisicamente longe do controlador do motor.

De modo a melhorar a eficiência da travagem regenerativa, poder-se-á implementar um algoritmo adaptativo, que mude a estratégia de travagem de acordo com a velocidade do veículo. Tal como foi referido no capítulo da travagem regenerativa, há métodos de travagem mais eficientes para quando o veículo tem maior velocidade e outros que são mais eficientes para velocidades inferiores.

# Referências

- [1] “dspic33fj06gs101/x02 and dspic33fj16gsx02/x04,” Datasheet - Microchip.
- [2] W. Rippel, “Induction versus dc brushless motors,” January 2007. [Online]. Available: <http://www.teslamotors.com/blog/induction-versus-dc-brushless-motors>
- [3] “Electric vehicles: Compare side-by-side.” [Online]. Available: <http://www.fueleconomy.gov/feg/evsbs.shtml>
- [4] “Hpc golden motors,” 2013. [Online]. Available: <http://www.goldenmotor.com/frame-controllers.htm>
- [5] “Hpc kelly,” 2013. [Online]. Available: <http://kellycontroller.com/HSE.php>
- [6] R. E. Martins and A. Mota, “Proposta de dissertação para o ano lectivo de 2012/2013 mieet - transformação de um renault 5 num carro eléctrico puro,” 2013.
- [7] V. Isola, “A história do electromagnetismo,” 2003.
- [8] J. A. de Moura Relvas, “Breve história do electromagnetismo,” 2011.
- [9] C. K. J. A. E. Fitzgerald and S. D. Umans, *Máquinas Eléctricas*, 5th ed. Bookman.
- [10] G. Rizzoni, *Principles and Applications of Electrical Engineering*, 5th ed. McGraw-Hill International Edition, 2007.
- [11] J. Keljik, *Electricity 4: AC/DC motors, controls, and maintenance*, 10th ed. Cengage Learning, 2012.
- [12] D. F. Warne, *Newnes Electrical Engineer’s Handbook*, 1st ed. Newnes, 2000.
- [13] “Electrical induction motors,” 2013. [Online]. Available: [http://www.engineeringtoolbox.com/electrical-motor-slip-d\\_652.html](http://www.engineeringtoolbox.com/electrical-motor-slip-d_652.html)
- [14] “Synchronous motors,” 2013. [Online]. Available: [http://www.allaboutcircuits.com/vol\\_2/chpt\\_13/2.html](http://www.allaboutcircuits.com/vol_2/chpt_13/2.html)

- [15] C.-M. Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery: Using Matlab/Simulink*. Prentice Hall, 1997.
- [16] “Motores de indução,” 2013. [Online]. Available: <http://www.reocities.com/jaxs60/motor.html>
- [17] “Motores de corrente contínua,” 2013. [Online]. Available: <http://pessoal.utfpr.edu.br/oliveira/arquivos/MotoresCC.pdf>
- [18] W. Yeadon and A. Yeadon, *Handbook of Small Electric Motors*. McGraw-Hill, 2001.
- [19] “Types of dc motor: Separately excited, shunt series and compound dc motor,” 2013. [Online]. Available: <http://www.electrical4u.com/types-of-dc-motor-separately-excited-shunt-series-compound-dc-motor/#sedcm>
- [20] W. Brown, “An857 - brushless dc motor control made easy,” Application Note - Microchip, 12 2011.
- [21] D. Wilson, “which pwm technique is best?” 4 2012. [Online]. Available: <http://www.ecnmag.com/blogs/2012/04/so-which-pwm-technique-best-part-6>
- [22] M. O. Thurston, *Electrical and Computer Engineering: A Series of Reference Books and Textbooks*. Dekker, 2000.
- [23] S. W. Colton, “Design and prototyping methods for brushless motors and motor control.”
- [24] L. N. Elevich, “3-phase bldc motor control,” Application Note - Freescale Semiconductor, 11 2005.
- [25] S. Bowling, “An901 - using the dspic30f for sensorless bldc control,” Application Note - Microchip, 6 2011.
- [26] B. Akin and M. Bhardwaj, “Trapezoidal control of bldc motors using hall effect sensors,” Application Note - Texas Instruments, 2010.
- [27] R. E. Corporation, “Bldc motor control algorithms,” 2012. [Online]. Available: [http://www.renesas.eu/applications/key\\_technology/motor\\_control/motor\\_algorithms/child/bldc.jsp](http://www.renesas.eu/applications/key_technology/motor_control/motor_algorithms/child/bldc.jsp)
- [28] “Speed control of brushless dc motors- sinusoidal commutation with hall sensors,” User’s Guide - Microsemi, 2012.
- [29] “How does a universal motor work?” 2009. [Online]. Available: [http://www.brighthubengineering.com/diy-electronics-devices/49828-how-does-a-universal-motor-work/#imgn\\_5](http://www.brighthubengineering.com/diy-electronics-devices/49828-how-does-a-universal-motor-work/#imgn_5)

- [30] W. Z. Binggang Cao, Zhifeng Bai, “Research on control for regenerative braking of electric vehicle,” pp. 92–97.
- [31] G. L. Juzhong Zhang, Shengjin Li and Q. Zhou, “A novel regenerative braking method of bldcm for wheeled mobile robot,” pp. 676–681, 2010.
- [32] J. G. M. S. Liang Chu, Feikun Zhou, “Investigation of determining of regenerative braking torque based on associated efficiency optimization of electric motor and power battery using ga,” *International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology*, pp. 3238–3241, 2011.
- [33] J. W. Jingang Guo and B. Cao, “Regenerative braking strategy for electric vehicles,” *IEEE*, pp. 864–868, 2009.
- [34] W.-C. C. Cheng-Hu Chen and M.-Y. Cheng, “Regenerative braking control for light electric vehicles.”
- [35] “Acpl-h342 and acpl-k342,” Datasheet - Avago Technologies.
- [36] “Dc/dc converter tme series,” Datasheet - Traco Power.
- [37] “Ap34063,” Datasheet - Diodes.
- [38] A. M. Mota, “Controladores elementares,” 2003.

